

**VŠB – TECHNICKÁ UNIVERZITA OSTRAVA**  
**FAKULTA STROJNÍ**  
Katedra automatizační techniky a řízení



**Metody měření rovnoměrnosti otáčení  
elektrických motorů**

**Disertační práce**

Studijní program:	<i>P2301 Strojní inženýrství</i>
Studijní obor:	<i>3902 V 010 Automatizace technologických procesů</i>
Školitel:	<i>prof. Ing. Jiří Tůma, CSc.</i>
Doktorand:	<i>Ing. Mgr. Václav Horčic</i>
Datum odevzdání:	<i>srpen 2012</i>

## **Prohlášení**

Prohlašuji, že jsem celou disertační práci vypracoval samostatně a uvedl jsem všechny použité podklady a literaturu.

Ostrava, 29.8.2012

.....  
Ing. Václav Horčic

## Anotace

HORČIC, Václav. *Metody měření rovnoměrnosti otáčení elektrických motorů*. Ostrava: Katedra automatizační techniky a řízení, Fakulta strojní, VŠB-Technická univerzita Ostrava, 2012. 95 stran. Disertační práce, vedoucí: Tůma, Jiří.

Disertační práce je zaměřena na simulaci poruchy asynchronního motoru a hodnocení vlivu poruchy rotorového vinutí asynchronního motoru na jeho vlastnosti. Práce vychází ze znalosti vlivu poruchy rotorového vinutí asynchronního motoru na statorový proud. V první části práce je přehled metod pro hodnocení rotorového vinutí. Následuje odvození matematického modelu asynchronního motoru s kotvou nakrátko, pomocí kterého lze simulovat poruchu rotorového vinutí. Ověření planosti modelu bylo provedeno porovnáním naměřených dat a výsledků ze simulací. V poslední části práce je popsána metoda měření úhlových kmitů. Tato metoda je použita na odhalení poruchy rotorového vinutí. V závěru je porovnáno chování motoru bez poruchy a s poruchou rotorového vinutí. Byla provedena diskuze, kdy lze využít metodu měření úhlových kmitů pro hodnocení rotorového vinutí u asynchronních motorů. Přínos práce je v ověření, že metodu úhlových kmitů běžně používanou při hodnocení spalovacích motorů lze použít na hodnocení poruchy rotorového vinutí asynchronních motorů.

## Annotation

HORČIC, Václav. *Methods of angular vibration measurements of induction motors*. Ostrava: Department of Control System and Instrumentation, Faculty of Mechanical Engineering, VŠB-Technical University of Ostrava, 2012. 95 pages. Doctoral thesis, supervisor: Tůma, Jiří.

The thesis is focused on simulation of induction motor fault and on evaluation of rotor winding fault on behavior of squirrel cage motor. This thesis works on the knowledge, that stator current is influenced by rotor winding fault. In the first part of the thesis is overview of methods for evaluation of rotor windings. Thereafter is created mathematical model of squirrel cage motor with possibility of simulation rotor winding fault. Verification of the model has been achieved by comparison between measured data and results of simulation. In the last part of the thesis is described method of angular vibration measurement. This method is applied to detect rotor winding fault. In the end is compared behavior of the motor with and without fault. Afterwards is discussed, where is this method applicable to evaluation rotor winding fault of squirrel cage motor. Contribution of the thesis is especially in the evaluation that rotor winding fault is possible to detect by method of angular vibration measurement.

# Obsah

<b>Seznam používaných zkratk, značek a symbolů .....</b>	<b>6</b>
<b>Cíle disertační práce.....</b>	<b>9</b>
<b>Úvod.....</b>	<b>10</b>
<b>1. Současný stav technické diagnostiky motorů .....</b>	<b>11</b>
1.1 Testování samostatného rotoru .....	12
1.2 Testování celého motoru .....	16
1.2.1 Frekvenční analýza mechanických vibrací .....	17
1.2.2 Frekvenční analýza napájecího proudu.....	19
1.2.3 Frekvenční analýza rozptylového toku.....	20
1.2.4 Rozběhová metoda.....	21
<b>2. Asynchronní motor s kotvou nakrátko.....</b>	<b>22</b>
<b>3. Model asynchronního motoru s kotvou nakrátko .....</b>	<b>24</b>
3.1 Napěťová rovnice statoru .....	24
3.2 Rovnice popisující rotor .....	26
3.3 Momentová rovnice motoru .....	29
3.4 Transformace modelu asynchronního motoru do vektorového prostoru .....	29
<b>4. Model motoru s poruchou rotorové tyče .....</b>	<b>33</b>
<b>5. Normování měřených veličin .....</b>	<b>37</b>
<b>6. Volba snímačů a hardware pro měření asynchronního motoru.....</b>	<b>39</b>
6.1 Měření proudu, napětí a magnetického toku .....	39
6.2 Měření magnetického toku .....	41
6.3 Měření úhlové rychlosti a úhlové polohy .....	42
6.4 Měření úhlových kmitů .....	44
6.4.1 Tangenciálně montované akcelerometry .....	44
6.4.2 Laserové rotační vibrometry .....	45
6.4.3 Snímání zubů ozubených kol .....	46
6.5 Antialiasingový analogový filtr .....	47
6.5.1 Butterworthův filtr.....	49
6.5.2 Eliptický filtr (Cauerova aproximace).....	51
6.6 Analogově číslicový (A/D) převodník .....	51
6.6.1 Dělení analogově – číslicových převodníků.....	52
6.6.2 Převodník Sigma – Delta .....	53
<b>7. Blokové schéma měřicího systému .....</b>	<b>55</b>
<b>8. Simulace asynchronního motoru s kotvou nakrátko .....</b>	<b>56</b>
8.1 Volba numerické metody pro simulaci .....	57
8.2 Výsledky simulací získané pomocí modelu asynchronního motoru s poruchou rotoru .....	58
8.2.1 Výsledky simulace motoru bez poruchy .....	58
8.2.2 Výsledky simulace motoru s poruchou.....	60



8.3 Výsledky simulace pro rozběhovou metodu.....	63
<b>9. Měření proudu u asynchronního motoru s kotvou nakrátko .....</b>	<b>65</b>
9.1 Běh - statorový proud, bez zatížení (TYC001_CH5).....	65
9.2 Běh - statorový proud, se zatížení (TYC002_CH5).....	67
9.3 Rozběhová metoda, měřen statorový proud, motor bez zatížení (TYC003_CH5) .....	68
9.4 Porovnání výsledků získaných ze simulací a naměřených dat .....	71
<b>10. Metoda měření úhlových kmitů za rotace .....</b>	<b>73</b>
<b>11. Měření úhlových kmitů u asynchronního motoru .....</b>	<b>76</b>
11.1 Úhlové kmity při konstantní zátěži .....	77
11.2 Úhlové kmity při cyklickém zatěžování (dvoubřítým nástrojem) .....	78
11.3 Úhlové kmity při cyklickém zatěžování (56 břitů) .....	81
11.4 Porovnání výsledků získaných z měření úhlových kmitů .....	82
<b>12. Volba metody pro posuzování kvality rotoru.....</b>	<b>84</b>
12.1 Metody hodnocení rotoru při sériové a hromadné výrobě.....	84
12.2 Metody hodnocení rotoru při kusové výrobě, diagnostice a opravách motorů.....	86
<b>13. Závěr .....</b>	<b>88</b>
<b>Publikace .....</b>	<b>90</b>
<b>Seznam použitých pramenů .....</b>	<b>91</b>
<b>Příloha 1 Přehled parametrů simulačního modelu.....</b>	<b>94</b>
<b>Příloha 2 Průvodce hlavními poruchami asynchronních motorů .....</b>	<b>95</b>
<b>Příloha 3 Postup při řešení problému metodou konečných prvků .....</b>	<b>97</b>

## Seznam používaných zkratk, značek a symbolů

$B$	magnetická indukce [T]
$g$	vzduchová mezera mezi rotorem a statorem [mm]
$f$	síťová frekvence [Hz]
$f_r$	otáčková frekvence [Hz]
$f_s$	skluzová frekvence [Hz]
$f_{\text{vz}}$	vzorkovací frekvence [Hz]
$I_K$	záběrný proud [A]
$I_N$	jmenovitý proud [A]
$I_{sdq}$	statorový proud v souřadné soustavě d-q
$\mathbf{I}_s = [i_{s1}, i_{s2}, i_{s3}]^T$	vektor statorového proudu [A]
$\mathbf{I}_r = [i_{r1}, i_{r2}, \dots, i_{rN_r}]^T$	vektor rotorového proudu [A]
$I_{rdq}$	rotorový proud v souřadné soustavě d-q
$j = \sqrt{-1}$	imaginární jednotka [ - ]
$J$	moment setrvačnosti [kg.m <sup>2</sup> ]
$K_r$	konstanta pro výpočet prostorového vektoru pro rotor [ - ]
$K_{rk}$	konstanta pro roztočení prostorového vektoru pro rotor [ - ]
$K_s$	konstanta pro výpočet prostorového vektoru pro stator [ - ]
$K_{sk}$	konstanta pro roztočení prostorového vektoru pro stator [ - ]
$l$	délka aktivní části rotorového svazku [mm]
$L_{ai}, L_{bi}, L_{ci}$	vzájemná indukčnost mezi vinutími statoru a i-tou rotorovou tyčí [H]
$L_b$	indukčnost rotorové tyče [H]
$L_e$	indukčnost segmentu rotorového kruhu [H]
$L_{ms}$	magnetizační indukčnost pro statorové vinutí [H]
$L_{sisj}$	vzájemná indukčnost mezi vinutími statoru [H]
$L_{ki}, L_{kk}$	vzájemná indukčnost tyčí mezi rotorovými tyčemi [H]
$L_{s1}, L_{s2}, L_{s3}, L_s$	rozptylová indukčnost statorového vinutí [H]
$\mathbf{L}_{ss}$	výsledná indukčnost fáze statorového vinutí [H]
$\mathbf{L}_{rr}$	indukčnost rotoru [H]
$\mathbf{L}_{sr}$	vzájemná indukčnost statoru a rotoru [H]
$n$	jmenovité otáčky [ot/min]
$N_s$	počet závitů statorového vinutí [-]
$N_a, N_b, N_c, N_k$	Závitové funkce popisující rozložení statorového a rotorového vinutí po obvodu stroje [-]
$N_r$	počet rotorových tyčí [-]
$P$	počet pólových dvojic stroje [-]

$r$	poloměr statorového svazku [mm]
$R_b$	odpor rotorové tyče [ $\Omega$ ]
$R_{bb}$	je odpor poškozené rotorové tyče [ $\Omega$ ]
$R_e$	odpor části rotorového kruhu [ $\Omega$ ]
$R_s = R_{as} = R_{bs} = R_{cs}$	odpor vinutí statoru [ $\Omega$ ]
$\mathbf{R}_{ss}$	matice odporů statorového vinutí [ $\Omega$ ]
$\mathbf{R}_{rr}$	matice odporu rotoru [ $\Omega$ ]
$\Delta \mathbf{R}_{dqr}$	změna odporu rotorového vinutí v souřadné soustavě d-q
$t$	čas [s]
$T_e$	vnitřní elektromagnetický moment [N.m]
$T_L$	moment zátěže [N.m]
$\mathbf{U}_s = [u_{s1}, u_{s2}, u_{s3}]^T$	vektor napětí na statoru [V]
$\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}$	prostorový vektor pro přechod statoru do souřadné soustavy d-q [-]
$\alpha_r = 2\pi / N_r$	úhel mezi sousedními rotorovými tyčemi [rad]
$\beta = e^{j\frac{2\pi}{N_r}}$	prostorový vektor pro přechod rotoru do souřadné soustavy d-q [-]
$\delta = \alpha_r / 2$	polovina úhlu mezi sousedními rotorovými tyčemi [rad]
$\Theta_r$	okamžitý úhel natočení rotoru [rad]
$\mu_0$	magnetická permeabilita vakua $4\pi \cdot 10^{-7}$ [H.m-1]
$\sigma$	činitel rozptylu [-]
$\pi$	Ludolfovo číslo
$\Phi_{ss} = [\varphi_{s1}, \varphi_{s2}, \varphi_{s3}]^T$	vektor magnetického toku vinutí statoru [Wb]
$\Phi_{rr} = [\varphi_{r1}, \varphi_{r2}, \varphi_{r3}]^T$	vektor magnetického toku vinutí rotoru [Wb]
$\omega_k$	úhlová rychlost obecné souřadné soustavy vzhledem k soustavě pevně spojené se statorem [rad <sup>-1</sup> ]
$\omega_r$	úhlová rychlost rotoru [rad/s]
Použité indexy:	
$dq$	dolní index, popisuje vektory v soustavě pevně spojené se statorem
$k$	horní index, popisuje veličiny v souřadné soustavě rotující obecnou rychlostí $\omega_k$
$_d$	dolní index, reálná složka vektoru ve zvolené souřadné soustavě
$_r$	dolní index, veličina vztahující se k rotoru
$_s$	dolní index, veličina vztahující se ke statoru
$_q$	dolní index, imaginární složka vektoru ve zvolené souřadné soustavě
$T$	horní index, transformovaný vektor nebo matice

## Použité zkratky

A/D	analogově číslicový převodník
AMR	anizotropní magnetorezistenční jev (Anisotropic Magnetoresistive effect)
DLRO	mikroohmetr (digital low resistance ohmmeter)
DSP	digitální signálový procesor
GMR	velký magnetorezistenční jev (Giant Magneto Resistive effect)
FFT	rychlá Fourierova transformace (Fast Fourier Transformation)
LSB	nejnižší významový bit (least significant bit)
MKP	metoda konečných prvků
RPM	otáčky za minutu (revolution per minute)
S/N	poměr signál k šumu (signal noise ratio)

## Cíle disertační práce

V předkládané práci se zabývám hodnocením poruchy rotorového vinutí u asynchronního motoru s kotvou nakrátko a tím jak tato porucha ovlivní funkci motoru. V první části je teoretický rozbor úlohy. V další části práce jsem se zaměřil na ověření výsledků získaných ze simulací (frekvenčních spekter elektrického proudu). V poslední části práce je popsána metoda měření úhlových kmitů a využití této metody při hodnocení poruchy rotorového vinutí.

Cíle disertační práce lze rozdělit do následujících částí:

1. Sestavení modelu asynchronního motoru s kotvou nakrátko s možností simulovat poruchu rotoru (poškození klece rotoru)
2. Zpracovat přehled nejdůležitějších diagnostických metod použitelných pro hodnocení stavu rotoru.
3. Navrhnout model měřicího systému pro měření motoru tak, aby bylo možné odhalit poruchu rotoru.
4. Zvolit vhodné hardwarové prostředky pro měřicí systém.
5. Na základě simulací zvolit vhodnou diagnostickou metodu pro posuzování kvality rotoru.

## Úvod

Elektrické pohony jsou samozřejmostí, bez které si jen obtížně umíme představit běžný život. Používají se v domácnostech i v těžkém průmyslu např. ve válcovnách a v budoucnu nahradí spalovací motory u většiny aut.

Definici elektrického pohonu uvádí [Pavlíček 2005] cituji: „*Elektrickým pohonem se rozumí soustava, vytvořená z vhodné kombinace zařízení pro elektromechanickou přeměnu energie a pro vytváření, přenos a zpracování signálů, řídících tuto elektromechanickou přeměnu.*“

Hlavní částí elektrického pohonu je elektrický stroj nejčastěji točivý, kde se mění elektrická energie na mechanickou, obvykle rotační. V elektromotoru vykonává rotační pohyb část stroje nazývaná rotor. U asynchronních strojů může být rotor s kotvou vinutou nebo nakrátko. Hlavní částí rotoru s kotvou nakrátko je svazek rotorových plechů, kotva (rotorové vinutí) a hřídel. Kotva nakrátko se vyrábí tlakovým vstřikováním taveniny, nebo zalisováním rotorových tyčí do svazku rotorových plechů a jejich spojením rotorovým zkratovacím kruhem. Na výrobu rotorového vinutí se nejčastěji používá hliník, siluminu nebo měď.

U tlakově litého rotorového vinutí ovlivňuje kvalitu tlakové lití (např. tlak, teplota, zbytky olejů ve svazku, kvalita vstřikovaného hliníku nebo siluminu) a kvalita rotorových plechů (kvalita použitého plechu pro elektrotechniku včetně izolace). Proto mohou při výrobě rotorového vinutí vzniknout poruchy, které nelze odhalit vizuální kontrolou.

K odhalení poruchy rotorového vinutí tlakově litých klecí dochází při vyvažování rotorů (pórovitý rotor nelze vyvážit), na zkušebně motorů při kusové zkoušce, kterou prochází všechny nově vyráběné motory a v provozu.

U rotorového vinutí se zalisovanými rotorovými tyčemi do svazku rotorových plechů a spojených zkratovacím kruhem dochází k poruše v místě spoje kruhu a tyče.

V předkládané práci vycházím ze znalosti vlivu poruchy rotorového vinutí asynchronního motoru na satorový proud. V úvodu práce je seznámení se současným stavem v oboru diagnostiky motorů. V další části práce jsem sestavil matematický model asynchronního motoru s možností simulovat poruchu rotorové klece motorů. Pomocí matematického modelu jsem provedl simulační výpočty, aby bylo možné porovnat chování asynchronního motoru bez poruchy a s poruchou. Zaměřil jsem se na kolísání otáček pro simulovanou zátěž, což je hlavní výsledek mé práce.

Cílem práce bylo navrhnout metodu, pro odhalení poruchy rotorového vinutí založenou na měření rovnoměrnosti otáčení. Tento cíl byl splněn.

## 1. Současný stav technické diagnostiky motorů

Diagnostika vyhodnocuje okamžitý technický stav objektu. Dále cituji [Kreidl 2006]: *Technický stav objektu je dán množinou vybraných vlastností prvků objektu a odpovídajících relací v daném časovém okamžiku. Vlastnosti objektu se s časem mění.*

Za objekt považuji asynchronní elektromotor s kotvou nakrátko. V tomto odstavci jsou popsány některé diagnostické metody pro hodnocení elektrických točivých strojů. U elektrických točivých strojů se setkáváme s mechanickými a elektrickými poruchami těchto částí [Tůma 2009]:

- elektrické obvody (vinutí statoru a rotoru)
- magnetický obvod statoru a rotoru
- mechanické části, tj. hřídel, ložiska, upevnění apod.

Tyto poruchy vznikají z následujících příčin:

- chyba při výrobě motoru,
- chyba při dopravě, skladování a montáži motoru,
- chyba při provozu (přetížení, přepětí, nevhodné okolní prostředí ...)

Diagnostické metody používané pro detekci poškození rotorového vinutí se dělí podle toho, zda se posuzuje pouze rotor jako samostatný díl, nebo zda se vyšetřuje celý elektromotor. Pod pojmem rotor je uvažován svazek rotorových plechů s rotorovým vinutím (klecí, kotvou nakrátko). Hřídel nemusí být součástí rotoru.

Při rozdělení metod pro diagnostiku rotoru s kotvou nakrátko vycházím z [Bishop 2003]:

- samostatný rotor:
  - kapilární zkoušky
  - test poklepáním
  - nátěr teploměrnou barvou
  - zkouška ultrazvukem
  - zkouška zmagnetováním
  - vybuzení vysokým proudem
  - měření odporu tyčí pomocí digitálního mikroohmetru (DLRO)
  - indukční metody
- kompletně sestavený motor:
  - testování třífázového motoru pomocí napájení jednou fází
  - stroboskop
  - vibrační analýza dat získaných ze snímačů zrychlení (akcelerometrů)
  - frekvenční analýza dat získaných ze snímačů otáček a momentu

- analýza statorových proudů
- frekvenční analýza rozptylového toku
- měření částečných výbojů

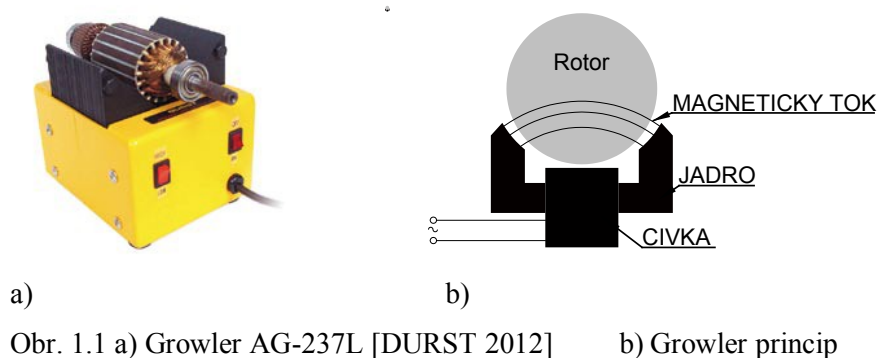
### 1.1 Testování samostatného rotoru

- kapilární zkoušky (dye penetrant test) - povrch testovaného předmětu se očistí od mechanických nečistot a umyje se. V dalším kroku se nanese indikační kapalina (penetrant), která vnikne do vady. Po opláchnutí a osušení se na zkoušený předmět nanese detekční látka (vývojka), která zviditelní vady. V místech poškození jsou viditelné barevné čáry (pro fluorescenční látky se pozoruje pod UV lampou). Nevýhodou zkoušky je oplachování po zkoušce, kdy může dojít ke korozi plechů.
- test poklepáním (tap test) – poklepe se kladívkem na prvním rotorovém kruhu na rotorovou tyč. Současně na druhé straně stojí druhý uživatel a dotýká se šroubovákem kolmo k druhému rotorovému kruhu ve směru osy vyšetřované rotorové tyče. Přerušená rotorová tyč tlumí vibrace, co se projeví na šroubováku, který slouží jako indikátor [Bishop 2003]. Obdobou této metody je buzení pomocí rázového kladívka a provedení frekvenční (modální) analýzy testovaného dílu.
- nátěr teploměrnou barvou (temperature indicating coatings) – provádí se tak, že se odmaštěný, očištěný rotor nastříká teploměrnou barvou (termokolor), zabuduje se do stroje a po provedení zkoušky se demontuje. V místech kde bylo rotorové vinutí porušené popř. částečně porušené, změni nástrík barvu podle dosažené teploty. Na poškozených tyčích je vyšší teplota, a proto nad poškozenými tyčemi bude jiný odstín barvy [DAMPNEY 2012].
- zkouška ultrazvukem (ultrasonic test) – je založena na poznatku, že ultrazvukové vlny se odrážejí na rozhraní dvou prostředí s rozdílnými akustickými vlastnostmi. Rotorové kruhy jsou testované tak, že se ultrazvuková sonda posouvá po obvodu celého rotorového kruhu a vysílá do kruhu ultrazvukové impulsy. V případě dutiny uvnitř kruhu dojde k odrazu, který je indikován jako porucha. Před touto zkouškou musí být povrch testovaného tělesa očištěný a zbavený okují. Výsledky měření jsou ovlivněné okolní teplotou a teplotou zkoušeného předmětu.
- vybuzení vysokým proudem (high current excitation) – na konce hřídele je přivedeno elektrické napětí tak, že hřídelí protéká elektrický proud (sta až tisíce Ampérů). Protékající proud způsobí zahřátí povrchu rotoru. V místě přerušených rotorových tyčí je lokálně zvýšená teplota (hot spot). Doba trvání zkoušky je minimálně 15 min. Vyhodnocení se provádí pomocí termovizní kamery. [LEXSECO 2000].
- měření odporu rotorových tyčí digitálním mikroohmetrem (DLRO). Slouží k měření malých odporů  $0,1 \mu\Omega$ . Využívá principu thompsonova (kelvinova) můstku sloužícího k odstranění vlivu

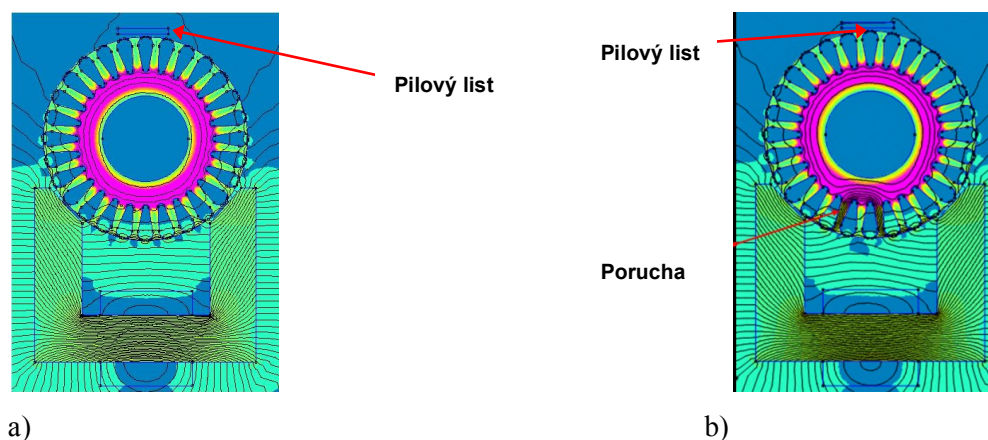


přechodových odporů svorek a připojovacích vodičů. Měří se pomocí stejnosměrného proudu do velikosti 10 A. [MEGGER 2012]

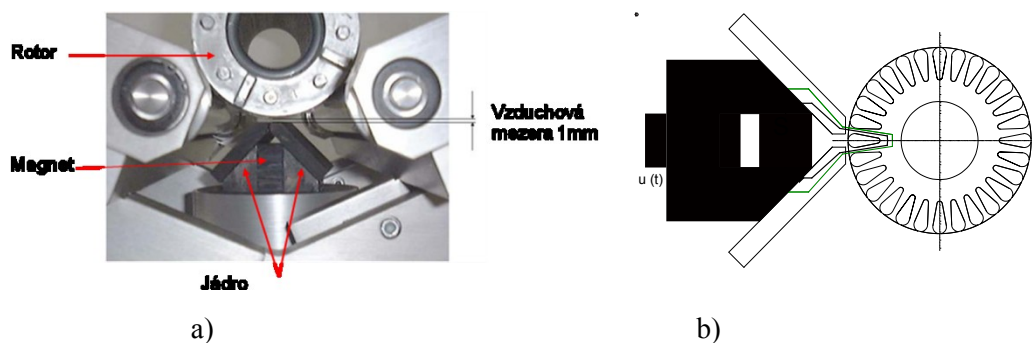
- g) indukční metoda využívající zařízení „Growler“ je založena na tom, že se rukou pomalu otáčí rotorem v magnetickém poli cívky s jádrem (obr. 1.1). Toto pole indukuje ve vinutí rotoru elektrický proud. Indukovaný proud vyvolá kolem rotoru vlastní magnetické pole. Je-li rotorová tyč poškozena, pak kolem této tyče jsou siločáry magnetického pole deformované. Je-li tyč přerušená, pak tyčí neprochází žádný indukovaný proud. Tohoto jevu lze využít tak, že se na rotor nanese feromagnetický prášek nebo kapalina s feromagnetickými částicemi. V místě přerušených rotorových tyčí feromagnetický prášek nebude.



Tento jev lze využít tak, že se nad horní část rotoru nad rotorovou tyč umístí ocelový plátek [MARTINDALE 2012], např. list z pilky na železo). Pokud je rotorová tyč přerušená, pak se plátek rozvibruje. K demonstraci tohoto jevu byl použit výpočet magnetického pole pomocí metody konečných prvků (MKP). Výsledky jsou uvedeny na obr. 1.2. K výpočtům byla použita aplikace FEMM z internetu ([www.femm.info](http://www.femm.info)). Příklad postupu je uvedený v příloze 3.

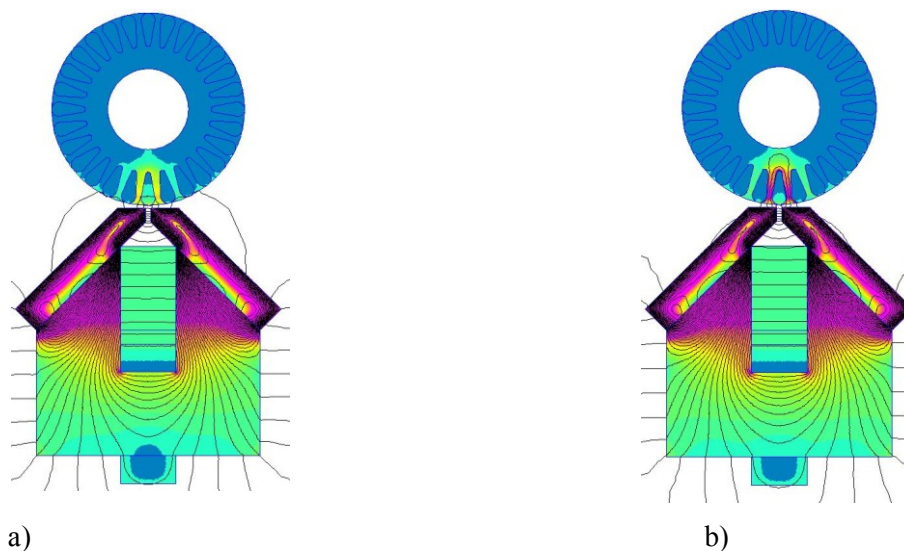


- h) indukční metoda – na tomto principu pracuje např. zařízení od firmy Deltatronic (obr. 1.3). Rotor umístěný do blízkosti čelistí uzavírá magnetický obvod (obr. 1.3b). Rotorem se pomalu otáčí (např. pomocí krokového motoru). Při pootočení rotoru se v místě s rotorovou tyčí a v místě bez tyče projeví změna magnetických vlastností rotoru ve změně indukovaného magnetického toku [DELTATRONIC 2012].



Obr. 1.3 Deltatronic RQA ITS a) zařízení [DELTATRONIC 2012]  
b) princip

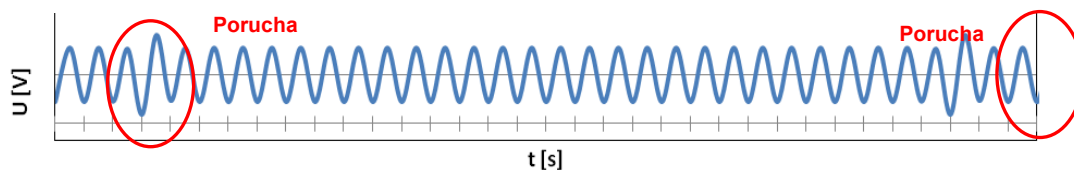
Tato změna toku indukuje v pomocné měřicí cívce elektrické napětí  $u(t)$ . Velikost indukovaného napětí závisí na vzdálenosti magnetu od rotoru, rychlosti otáčení a vlastnostech rotoru. Magnetické pole kolem rotorové tyče s poruchou a bez poruchy je na obr. 1.4. Bylo získané pomocí simulace MKP dříve uvedeným programem (příloha 3).



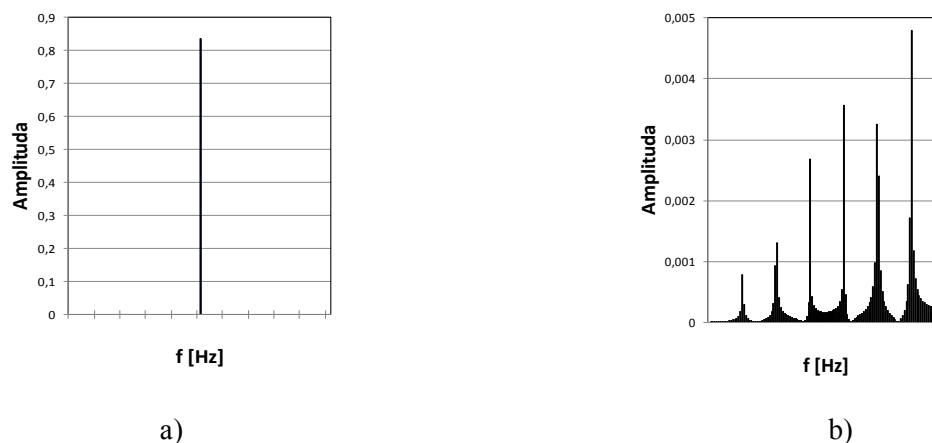
Obr. 1.4 Deltatronic simulace magnet. pole a) rotor bez poruchy b) rotor s poruchou

Výsledky získané ze simulačního programu FEMM pro různé natočení tyče s poruchou byly zpracovány v aplikaci Microsoft Office Excel 2007 (obr. 1.5 - 1.7). U rotujícího rotoru se porucha rotorového vinutí projeví v časové oblasti (obr. 1.5) jako změna amplitudy napětí na měřicí cívce při průchodu poškozené rotorové tyče mezi čelistmi zařízení Deltatronic. Ve frekvenčním spektru tohoto

napětí jsou nové frekvence, které odpovídající simulované poruše (obr. 1.6). Tento výsledek je shodný s měřeními na skutečném zařízení.

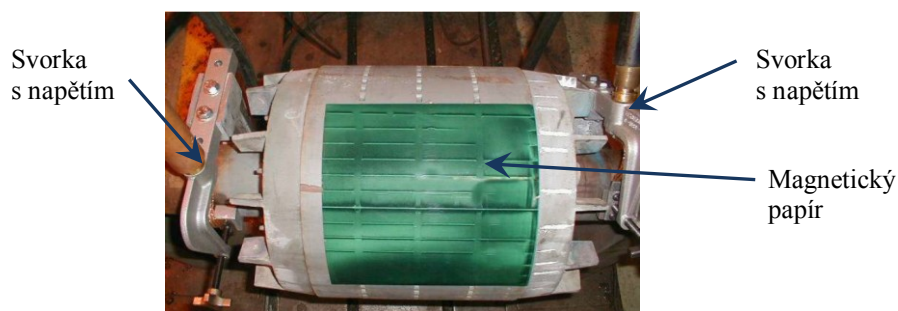


Obr. 1.5 Deltatronic - simulace otáčení rotoru, zvlnění způsobené poruchou tyče



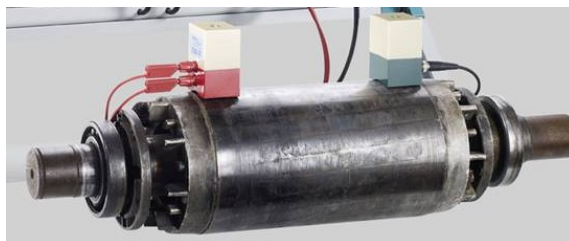
Obr. 1.6 Deltatronic - frekvenční spektrum simulace otáčení rotoru  
a) rotor bez poruchy b) rotor s poruchou

- i) testování pomocí magnetického papíru – magnetický papír slouží ke zviditelnění statického magnetického pole [LEXSECO 2000]. Zkouška se provádí tak, že se na vyšetřovaný rotor s hřídelí položí magnetický papír (obr. 1.7) a na konce hřídele rotoru se připojí svorky s napětím (stejně jako u metody „vybuzení vysokým proudem“). Přes hřídel prochází elektrický proud, který působí na vinutí rotoru. Kolem rotorového vinutí se vytvoří magnetické pole, které se pomocí magnetického papíru zviditelní. V místě přerušené tyče má papír světlejší barvu. Tato metoda může předcházet metodě „vybuzení vysokým proudem“. Magnetický papír má tloušťku 2,5  $\mu\text{m}$  a lze jej použít opakovaně (až 2 000krát)



Obr. 1.7 Použití magnetického papíru [Lexseco 2000]

- j) testování pomocí páru indukčních senzorů – pomocí senzorů se postupně kontrolují jednotlivé rotorové tyče [RM PRÜFTECHNIK 2011]. Zařízení se skládá z páru sond. Indukční sondy se přikládají na jednotlivé tyče (obr. 1.8). Jedna sonda indukuje v rotorové tyči proud, druhá sonda tento proud měří a převádí na napětí. Změna odporu poškozené rotorové tyče ovlivní amplitudu měřeného napětí, které se zobrazuje na osciloskopu. Na základě amplitudy napětí se rozhoduje o stavu rotorové tyče.



Obr. 1.8 Použití elektromagnetických sond [RM Prüftechnik 2011]

## 1.2 Testování celého motoru

Poškození rotoru ovlivní vlastnosti celého motoru. Jsou to především:

- mechanické vibrace motoru (axiální nebo radiální)
- statorový proud
- otáčky
- moment
- rozptylový tok
- částečné výboje ve vinutí

Dále jsou uvedeny některé metody použitelné pro hodnocení stavu rotoru.

- a) testování třífázového motoru pomocí napájení jednou fází (single phase rotor test) – motor je připojený jen na jednu fázi a je sníženo napájecí napětí (asi 1/4 jmenovitého napětí). Rukou se otáčí hřídel s rotorem a na připojeném ampérmetru se sleduje statorový proud. V případě poruchy na rotorovém vinutí se během otáčení mění elektrický proud o více než 3 % a motor se projevuje zvýšeným hlukem [BISHOP 2003].
- b) stroboskop – využívá stroboskopický jev. Stroboskopem svítíme na konec hřídele. Na stroboskopu nastavíme vhodnou frekvenci, která odpovídá otáčení rotoru. Pokud jsou otáčky konstantní, pak se zdá, že se rotor přestal otáčet. V případě poruchy rotorového vinutí se otáčky během provozu mění (zvyšují a snižují). To se projeví při vyšetřování stroboskopem tak, že rotor zdánlivě kmitá.

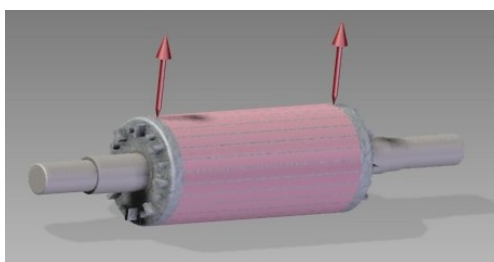
- c) frekvenční analýza mechanických vibrací (zrychlení, otáček, momentu), odstavec 1.2.1
- d) frekvenční analýza motorového proudu, odstavec 1.2.2
- e) frekvenční analýza rozptylového toku, odstavec 1.2.3
- f) rozběhová metoda, odstavec 1.2.4.

### 1.2.1 Frekvenční analýza mechanických vibrací

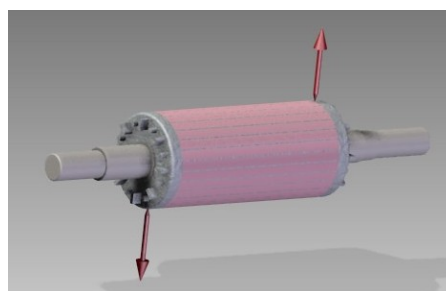
Při frekvenční analýze mechanických vibrací se analyzují data získaná z akcelerometrů. Tyto senzory jsou rozmístěny na vhodných místech motoru, nejčastěji na přírubách a štítech. Měřicí body musí být co nejbližší zdroji vibrací a musí být umístěny tak, aby snímaly vibrace v požadovaném směru – radiálním nebo axiálním. Klade se velký důraz na správné upevnění senzorů k měřenému stroji. Poruchy způsobené elektrickými veličinami se při vibracích projevují především v radiálním směru. Poškozené mechanické části stroje se projeví i v axiálním směru. Získaná data z akcelerometrů se zpracují pomocí frekvenční analýzy (např. FFT). Na základě získaných spekter lze rozhodnout o příčině poruchy motoru. Poruchy dělíme na mechanické a elektrické. U poruch mechanických jsou ve spektru násobky frekvence otáčení rotoru, u elektrických to jsou násobky napájecí frekvence popř. frekvence otáčení.

Přehled hlavních **mechanických poruch** [Hudeczek 2011] je uveden dále. Podobný přehled je zpracován i firmou Brüel & Kjaer viz příloha 2.

- nevyváženost rotoru – statická (obr. 1.9a) – rovnice (1.1), amplituda se zvyšuje s druhou mocninou otáček
- nevyváženost rotoru – dynamická (obr. 1.9b) nebo obecná (obr. 1.10) – rovnice (1.1), amplituda se zvyšuje s druhou mocninou otáček, axiální i radiální směr



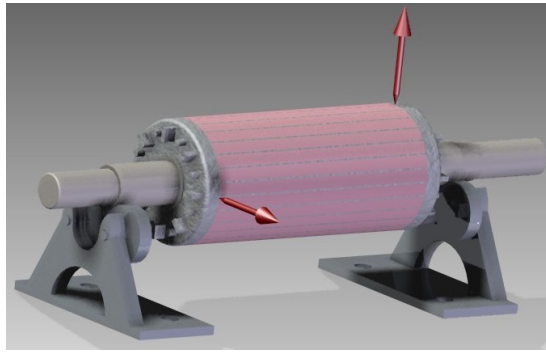
a) statická nevyváženost



b) dynamická nevyváženost

Obr. 1.9 Směr působících sil pro různé druhy nevyváženosti

- deformovaná (prohnutá) hřídel – rovnice (1.2), axiální směr
- nesouosost hřídele a hnaného stroje – rovnoběžná, rovnice (1.3), radiální směr
- nesouosost hřídele a hnaného stroje – úhlová, rovnice (1.3), axiální směr



Obr. 1.10 Směr působících sil při vyvažování obecné nevyváženosti

- nesouosost hřídele a ložiska – úhlová, rovnice (1.3), axiální směr
- rezonance motoru, rovnice (1.1), radiální
- mechanické uvolnění - statické, uvolněné kotvicí šrouby, rovnice (1.4), radiální
- mechanické uvolnění - dynamické, špatně ustavené např. na křivém podkladu, rovnice (1.5), radiální
- přidírání rotoru ke statoru, rovnice (1.5), radiální
- porucha ložisek – kluzná, rovnice (1.6), radiální
- porucha ložisek – valivá, vždy frekvence podle rovnice (1.3), v závislosti na stupni poškození se objevují další složky ve vyšších frekvencích popřípadě ultrazvuk
- nerovnoměrná vzduchová mezera (excentrický rotor) vytvoří ve frekvenčním spektru složku na dvojnásobku síťové frekvence rovnice (1.6), která je obklopena postranními pásmy dvojnásobku skluzové frekvence rovnice (1.8).

$$f_{poruchy} = f_r \quad (1.1)$$

$$f_{poruchy} = f_r; f_{poruchy} = 2 \cdot f_r \quad (1.2)$$

$$f_{poruchy} = f_r; f_{poruchy} = 2 \cdot f_r; f_{poruchy} = 3 \cdot f_r \quad (1.3)$$

$$f_{poruchy} = 0,5 \cdot f_r; f_{poruchy} = f_r; f_{poruchy} = 2 \cdot f_r; f_{poruchy} = 3 \cdot f_r \quad (1.4)$$

$$f_{poruchy} = k \cdot f_r; k = 0,5; 1; 1,5; 2; 2,5; 3; 3,5; 4; 4,5; \dots \quad (1.5)$$

$$f_{poruchy} = k \cdot f_r; k = 1; 2; 3; 4; 5; \dots \quad (1.5)$$

$$f_{poruchy} = 2 \cdot f \quad (1.6)$$

$$f_{poruchy} = f; f_{poruchy} = 2 \cdot f; f_{poruchy} = 2 \cdot f_r \quad (1.7)$$

$$f_{poruchy} = f + f(1 \pm 2 \cdot s) \quad (1.8)$$

$$f_{poruchy} = f_r(1 \pm 2 \cdot s) \quad (1.9)$$

kde  $f$  je síťová frekvence,  $f_r$  je otáčková frekvence a veličina  $s$  je skluz.

Přehled hlavních **elektrických poruch**, které se mohou projevit ve vibračním spektru:

- porucha statoru (uvolněné statorové plechy, zkratované statorové plechy a závity) se projeví vibracemi na dvojnásobku síťové frekvence rovnice (1.6) a vibracemi na celočíselných násobcích otáčkové frekvence. Více v příloze 2.
- poškození rotoru (rotorového vinutí) se projeví ve vibračním spektru otáčkovou frekvencí rovnice (1.1) obklopenou postranními pásmy rovnice (1.9).

### 1.2.2 Frekvenční analýza napájecího proudu

Předpokládejme, že ideální asynchronní motor s kotvou nakrátko je připojený k ideálnímu třífázovému zdroji napětí. Potom každou fází statorového vinutí prochází harmonický elektrický proud popsáný obecně rovnicí (1.10).

$$i_{si} = I_{s\max} \cdot \sin(\omega_s t - \varphi_i) \quad (1.10)$$

Frekvenční spektrum tohoto ideálního proudu obsahuje pouze jednu základní síťovou frekvenci. Když měříme reálné průběhy proudů, tak jsou v získaných spektrech další složky vytvořené šumem, poruchou nebo vnějšími podmínkami. Hodnocení složek ve spektru vychází z porovnání hodnocené amplitudy složky spektra odpovídající poruše a amplitudy první harmonické. Jsou-li amplitudy srovnatelné, pak se jedná o poruchu. Přehled vybraných poruch a jejich vliv na proudové frekvenční spektrum je v tab. 1.1 [Hudeczek 2011], [Sokanský 2011].

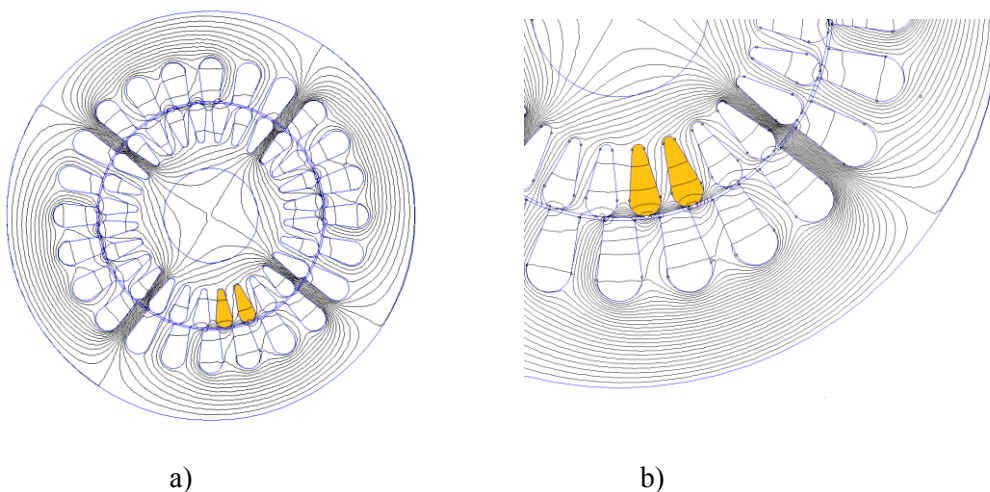
Tab. 1.1 Poruchy motoru a jejich vliv na proudové spektrum

Porucha	Projevuje se na frekvenci
Statická excentricita	$f_{porucha} = f \pm \frac{f}{P}$ ; $f_{porucha} = 2f$
Dynamická excentricita	$f_{porucha} = f \pm (1-s)\frac{f}{P}$ ; $f \cdot \left[ (n \cdot N_r \pm k_e) \frac{(1-s)}{P} \pm k_1 \right]$ ; kde $k_e$ je řád excentricity; $k_1 = 0$ nebo 1
Rotorové tyče	$f_{porucha} = f(1 \pm 2s)$
Statorový zkrat	$f_{porucha} = f \left[ k \pm n \frac{(1-s)}{P} \right]$ ; $k = 1, 3, 5, \dots$ ; $n = 1, 2, 3, \dots$

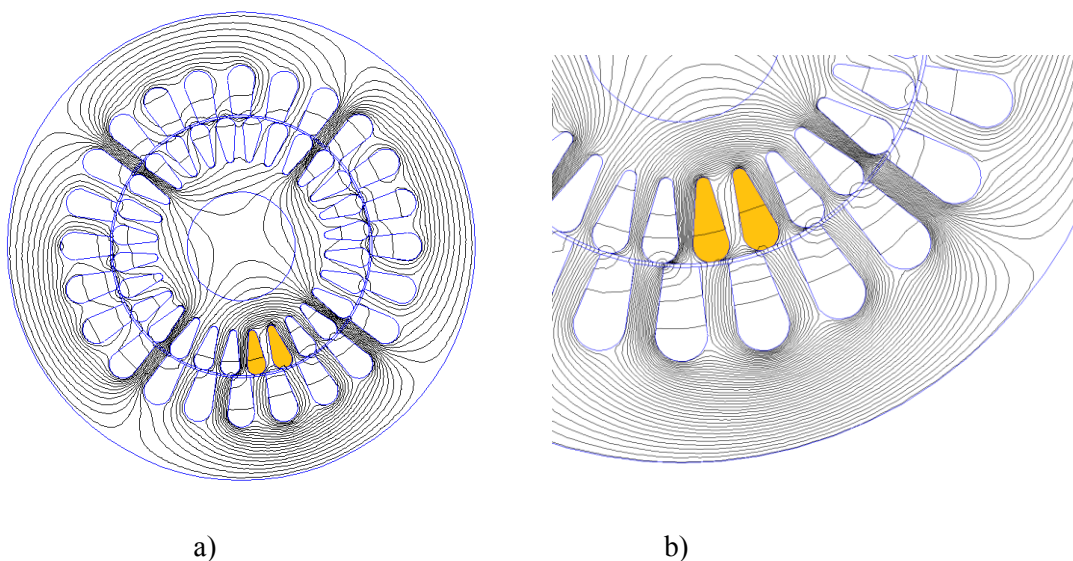
Při přerušení rotorové tyče dojde ke snížení krouticího momentu a tím ke snížení odebíraného proudu při průchodu pólu kolem přerušené tyče (severní, jižní). Proto se porucha v soustavě pevně spojené s rotorem bude projevovat s frekvencí rovné dvojnásobku skluzové frekvence (1.11).



$$f_{poruchy} = f(1 \pm 2 \cdot s) \quad (1.11)$$



Obr. 1.11 Intenzita magnetického pole u 4pólového asynchronního motoru (MKP)  
a) motor bez poruchy b) detail motoru bez poruchy



Obr. 1.12 Intenzita magnetického pole u 4pólového asynchronního motoru (MKP)  
a) motor s poruchou b) detail motoru s poruchou dvou tyčí

### 1.2.3 Frekvenční analýza rozptylového toku

Rozptylový tok je veličina, kterou lze měřit v okolí elektrického stroje [Chmelík 2007]. K měření rozptylového toku se používají různé cívky, Hallovy sondy, apod. (více odstavec 6.2). Naměřené hodnoty popisující magnetické pole se zpracují pomocí Fourierovy transformace (FFT).



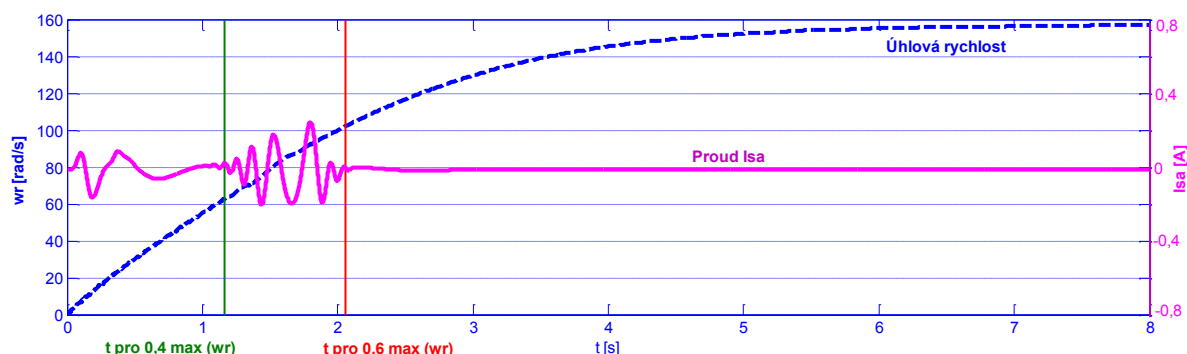
Ve frekvenčním spektru se objeví maxima, odpovídající poruše rotorového vinutí. Touto metodou lze odhalit také další poruchy celého motoru, např. prohnutí rotoru, zkratky ve statorovém vinutí apod. Přehled vybraných poruch a jejich vliv na frekvenční spektrum je v tabulce 1.2. Změna rozložení magnetického pole uvnitř motoru bez poruchy a s poruchou rotorové tyče je vypočtena MKP a výsledky jsou znázorněny na obr. 1.11 - 1.12. Žlutě jsou zvýrazněné tyče, u kterých se sleduje změna magnetického pole způsobená poruchou.

Tab. 1.2 Poruchy motoru a jejich vliv na spektrum rozptylového mg. pole

Porucha	Projevuje se na frekvenci
Rotorové tyče	$f_{porucha} = f(1 \pm 2s)$
Statorový zkrat	$f_{porucha} = f \left[ k \pm n \frac{(1-s)}{P} \right]$ ; $k = 1, 3, 5, \dots$ ; $n = 1, 2, 3, \dots$

#### 1.2.4 Rozběhová metoda

Pro diagnostiku poruchy rotorové tyče se může použít rozběhová metoda [Bernát 2006]. Během rozběhu se měří statorový proud. Z naměřeného signálu jsou pomocí dolnoproústného filtru odfiltrovány frekvence větší než 10 Hz. Doba trvání rozběhu by měla být alespoň dvě sekundy, prodloužení doby rozběhu se dosáhne snížením napájecího napětí. V časovém průběhu odfiltrovaného statorového proudu s poruchou se objeví záškuby v čase, když je úhlová rychlost větší než  $0,4\omega_r$  a menší než  $0,6\omega_r$  násobek úhlové rychlosti v ustáleném stavu. Na obrázku 1.13 je tato oblast vymezena zelenou a červenou svislou čarou. Omezením této metody je, že u rotorového vinutí tvořeného dvojistou klecí nelze pomocí této metody odhalit poruchu běhové klece.



Obr. 1.13 Záškuby v časovém záznamu filtrovaného proudu při použití rozběhové metody

## 2. Asynchronní motor s kotvou nakrátko

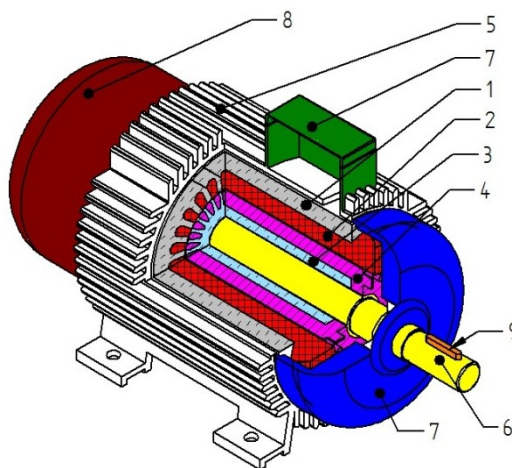
Elektrické točivé stroje dělíme [Chmelík 2008] podle funkce (generátory, motory, měniče) nebo podle principu:

- stejnosměrné
- asynchronní
- synchronní
- střídavé stroje s komutátorem

Základní dělení asynchronních motorů je následující:

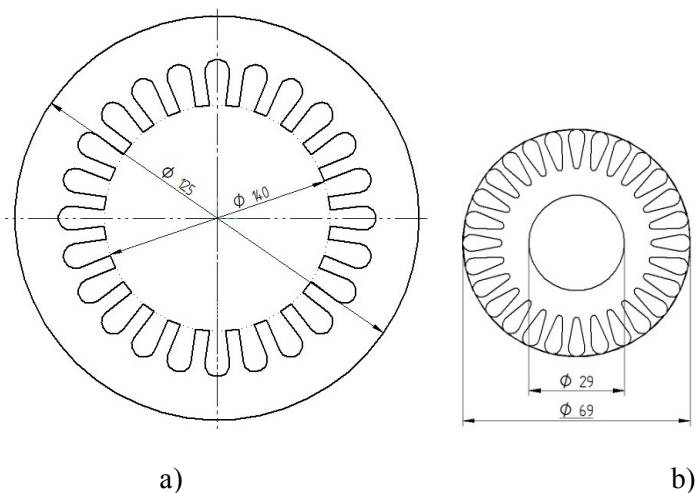
- vícefázové (nejčastěji třífázové)
  - s vinutým rotorem
  - s kotvou nakrátko (obr. 2.1)
- jednofázové
- speciální (např. lineární, trakční, pomaluběžné apod.)

V dalším textu se budu zabývat třífázovým asynchronním motorem s kotvou nakrátko. Hlavní části asynchronního motoru jsou uvedeny na obrázku (obr. 2.1).

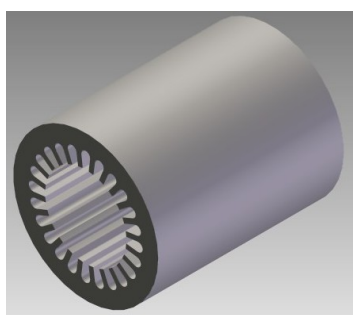


Obr. 2.1 Řez trojfázovým asynchronním motorem s kotvou nakrátko, 1 – svazek statorových plechů, 2 – statorové vinutí, 3 – svazek rotorových plechů, 4 – rotorové vinutí, 5 – kostra, 6 – hřídel, 7 – svorkovnice s víkem, 8 – kryt ventilátoru, 9 – pero

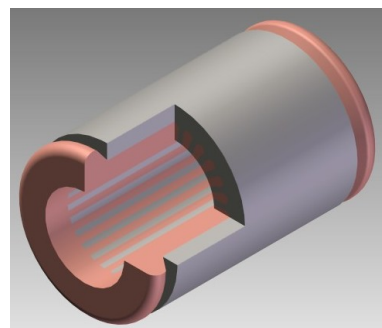
Stator (obr. 2.3b) je složený ze statorových plechů (obr.2.2a), které tvoří svazek statorových plechů (obr. 2.3a). Do izolovaných drážek svazku statorových plechů je vloženo statorové vinutí nejčastěji z izolovaného (např. lakovaného) měděného vodiče.



Obr. 2.2 a) Statorový plech b) Rotorový plech



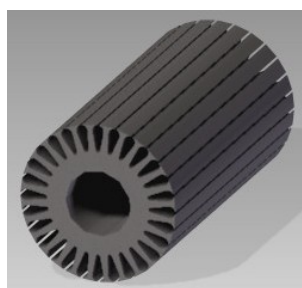
a) Svazek statorových plechů



b) Stator v řezu (červeně řez statorovým vinutím)

Obr. 2.3 Hlavní části statoru

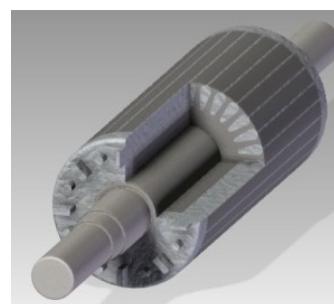
Rotor s kotvou nakrátko je vyrobený z rotorových plechů (obr. 2.2 b) spojených do svazku rotorových plechů (obr. 2.4a). V drážkách rotorového svazku jsou rotorové tyče spojené nakrátko zkratovacími kruhy. Na výrobu rotorového vinutí z rotorových tyčí a zkratovacích kruhů se používá čistý elektrotechnický hliník a slitiny hliníku. Rotorové vinutí může být i měděné.



a) Rotorový svazek



b) Rotorová vinutí



c) Rotor v řezu s hřídelí

Obr. 2.4 Hlavní části rotoru s kotvou nakrátko

### 3. Model asynchronního motoru s kotvou nakrátko

Cílem této kapitoly je sestavit matematický model asynchronního motoru s kotvou nakrátko, který bude základem pro matematický model motoru s poruchou rotorového vinutí odvozené v následující kapitole.

Matematický popis asynchronního motoru je rozdělený na samostatný popis statoru, rotoru a mechanickou pohybovou rovnici. Při sestavování modelu motoru byla zavedena následující zjednodušení [Munoz 1999]:

- statorové vinutí je uvažováno jako ideálně symetrické, vinutí jsou rozložena rovnoměrně po obvodu stroje
- neuvažovaly se ztráty ve vinutí
- není uvažován vliv teploty a frekvence na odpory a indukčnosti
- je zanedbaný vliv magnetického sycení

Matematický model popisující motor je sestaven pomocí tří základních rovnic [Petrov 1980, Petrov 1982]:

- napěťová rovnice statoru – statorového vinutí (3.1)
- napěťové rovnice rotoru – rotorového vinutí (3.2)
- pohybové rovnice (3.3)

Pro asynchronní motor s kotvou nakrátko uvažujeme rotorové napětí rovno nule. Dále odvozené rovnice platí pouze pro asynchronní motor s kotvou nakrátko [Munoz 1999, Toliyat 1995].

$$U_s = R_{ss} I_s + \frac{d\Phi_{ss}}{dt} \quad (3.1)$$

$$0 = U_r = R_{rr} I_r + \frac{d\Phi_{rr}}{dt} \quad (3.2)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P}{J}(T_e - T_L); \quad \frac{d\Theta_r}{dt} = \omega_r; \quad T_e = I_s \frac{dL_{sr}}{d\Theta_r} I_r \quad (3.3)$$

#### 3.1 Napěťová rovnice statoru

Napěťová rovnice (3.1) popisuje stator, kde  $R_{ss}$  je diagonální matice zahrnující odpor statorového vinutí (3.4).  $R_s$  je odpor i-té fáze statorového vinutí (dále v modelu konstanta). Pro ideální statorové vinutí (symetrické vinutí bez poruchy) platí (3.5).

$$R_{ss} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$$R_s = R_{as} = R_{bs} = R_{cs} \quad (3.5)$$

Celkový statorový tok  $\Phi_{ss}$  (3.6) se skládá z toku vznikajícího vzájemným působením statoru a rotoru a z vlastního statorového toku. V této rovnici je zahrnuto působení rozptylové indukčnosti  $L_{si}$  od i-té fáze.

$$\Phi_{ss} = L_{ss} I_s + L_{sr} I_r \quad (3.6)$$

Vlastní indukčnost statoru  $L_{ss}$  je konstantní matice (3.7) [Toliyat 1995], kde  $L_{si}$  je rozptylová a  $L_m$  magnetizační indukčnost statorového vinutí.  $L_{sij}$  je vzájemná indukčnost mezi fázemi statoru. Při předpokladu symetrického statorového vinutí, platí rovnosti (3.8).

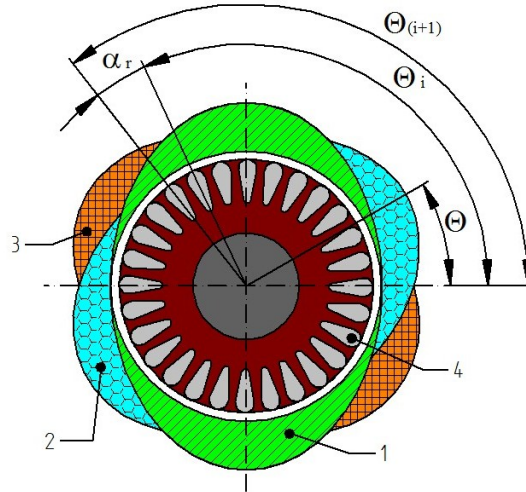
$$L_{ss} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_{ms} & L_{s1s2} & L_{s1s3} \\ L_{s2s1} & L_{s2} + L_{ms} & L_{s2s3} \\ L_{s3s1} & L_{s3s2} & L_{s3} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$L_{s1} = L_{s2} = L_{s3}; \quad L_{sij} = L_{sjsi} \quad (3.8a)$$

$$N_a = N_1(\Theta) = \frac{N_s}{2P} \cos(P\Theta); \quad N_b = N_2(\Theta) = \frac{N_s}{2P} \cos\left(P\Theta - \frac{2\pi}{3}\right); \quad N_c = N_3(\Theta) = \frac{N_s}{2P} \cos\left(P\Theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.8b)$$

$$L_{sij} = -\frac{L_{ms}}{2}, \quad L_{ms} = \frac{\mu_0 \cdot l \cdot r \cdot N_s^2 \cdot \pi}{4 \cdot g} \quad (3.8c)$$

Jsou-li statorová vinutí po obvodu statoru rozložena sinusoidálně (obr. 3.1) podle rovnic (3.8b), pak lze odvodit vztahy (3.8c) [Boldea 2001].

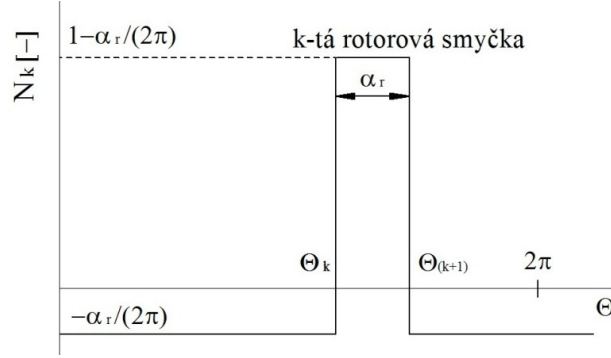


Obr. 3.1 Sinusoidální rozložení statorového vinutí u třífázového dvoupólového motoru, 1 – vinutí fáze a, 2 – vinutí fáze b, 3 – vinutí fáze c, 4 – rotorová tyč (šedá), která je částí rotoru (hnědý)

Pro další výpočty je potřeba popsat rozložení rotorového vinutí. Pro okamžitý úhel natočení pro k-tou rotorovou tyč (obr. 3.1) platí rovnice (3.9).

$$\Theta_k = \Theta_r + \omega_r(k-1)\alpha_r \quad (3.9)$$

Otáčející se rotorová tyč tvoří se sousední tyčí smyčku (více odstavec 3.2). Působení k-té rotorové smyčky na okolní smyčky a na rotorové vinutí je na obr. 3.2 a je popsáno rovnicemi (3.10).



Obr. 3.2 Působení i-té rotorové smyčky

$$N_k(\Theta) = \begin{cases} -\alpha_r / 2\pi & 0 < \Theta \leq \Theta_k \\ 1 - \alpha_r / 2\pi, & \Theta_k < \Theta \leq \Theta_{k+1} \\ -\alpha_r / 2\pi & \Theta_{k+1} < \Theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (3.10)$$

Vzájemná indukčnost statoru a rotoru  $L_{sr}$  (3.11) je funkcí okamžitého úhlu natočení, který mezi sebou svírají osy fází statoru a rotoru. Závislost je popsána rovnicí (3.12) [Toliyat 1995], kde  $L_{srj}$  vyjadřuje vzájemnou indukčnost mezi i-tou fází statorového vinutí a j-tou rotorovou smyčkou (obr. 3.1).

$$\mathbf{L}_{sr} = \begin{bmatrix} L_{s1r1} & \dots & L_{s1r(N_r)} \\ L_{s2r1} & \dots & L_{s2r(N_r)} \\ L_{s3r1} & \dots & L_{s3r(N_r)} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$$L_{srj} = L_m \left( \Theta_r + \frac{(2i-1)}{2} \alpha_r - (j-1) \frac{2\pi}{3} \right) \quad (3.12)$$

$$\text{Kde } L_m = L_{ms} \frac{4 \sin(\frac{\alpha_r}{2})}{N_s \pi}; \quad \alpha_r = \frac{2\pi}{N_r}; \text{ index } i \text{ popisuje pořadové číslo rotorové tyče};$$

index  $j$  popisuje pořadové číslo fáze statorového vinutí.

### 3.2 Rovnice popisující rotor

V předkládaném modelu je rotor s kotvou nakrátko nahrazen náhradním obvodem (obr. 3.3) [Toliyat 1995]. Každá rotorová tyč je nahrazena odporem rotorové tyče a indukčností. Rotorové kruhy jsou rozděleny na  $N_r$  částí, kdy každá část je popsána indukčností a odporem segmentu rotorového

kruhu. Rotorové vinutí se skládá z  $(N_r + 1)$  obvodů – smyček. Matematické vyjádření  $k$ -té smyčky je v rovnici (3.13). Smyčky popisující rotorové kruhy jsou v rovnici (3.14).

$$U_{rrk} = 0 = 2(R_b + R_e)I_{rk} - R_b I_{r(k-1)} - R_b I_{r(k+1)} - R_e I_e + \frac{d\Phi_{rrk}}{dt} \quad (3.13)$$

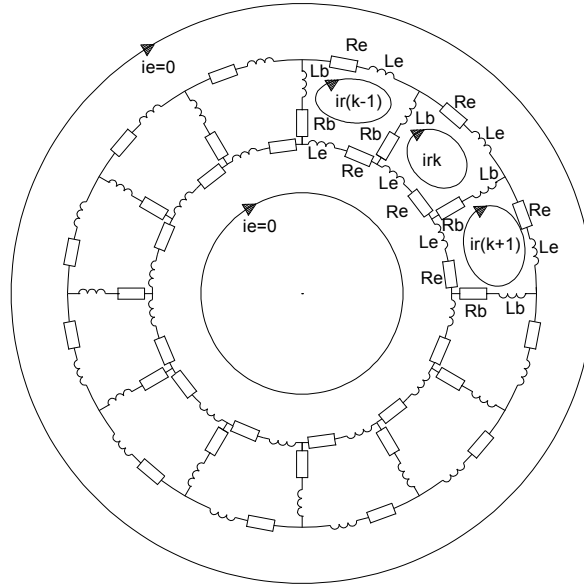
$$U_{re} = 0 = -R_e I_{r1} - R_e I_{r2} - \dots - R_e I_{rN_r} + N_r R_e I_e + \frac{d\Phi_{rr}}{dt} \quad (3.14)$$

Rotorové kruhy a statorové vinutí jsou navzájem kolmé a proto se ve zkratovacích kruzích neindukuje proud. Indukovaný proud  $I_e$  je nulový a proto můžeme rovnici (3.14) zanedbat.

V napěťové rovnici rotoru (3.2) je  $\mathbf{R}_{rr}$  matice odporů rotorového vinutí, kterou popisuje vztah (3.15) odvozený z rovnic popisujících rotorové smyčky (3.13) pro  $k$  od jedné do  $N_r$ .

$$\mathbf{R}_{rr} = \begin{bmatrix} R_0 & -R_b & 0 & \dots & -R_b & -R_e \\ -R_b & R_0 & -R_b & \dots & 0 & -R_e \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ -R_b & 0 & 0 & \dots & R_0 & -R_e \\ -R_e & -R_e & -R_e & \dots & -R_e & N_r R_e \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

kde  $R_0 = 2(R_e + R_b)$  – pomocná proměnná  $[\Omega]$ .



Obr. 3.3 Náhradní elektrický obvod rotoru

Rotorový indukční tok lze rozdělit na vlastní rotorový magnetický tok a vzájemný magnetický tok mezi rotorem a statorem (3.16).

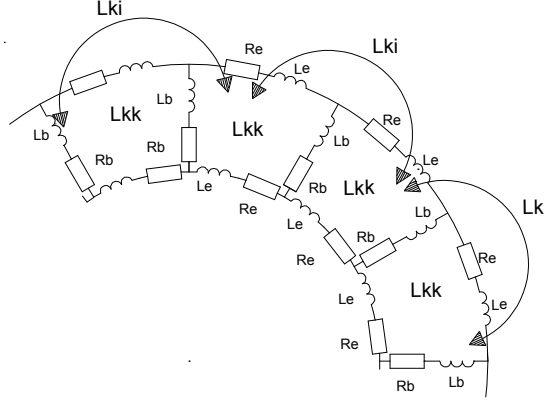
$$\Phi_{rr} = \mathbf{L}_{rr} \mathbf{I}_r + \mathbf{L}_{rs} \mathbf{I}_s \quad (3.16)$$

Vlastní rotorová indukčnost  $\mathbf{L}_{rr}$  (obr. 3.4) je konstantní matice (3.17) [Toliyat 1995].

$$\mathbf{L}_{rr} = \begin{bmatrix} L_{kk} + L_0 & L_{ki} - L_b & L_{ki} & \dots & L_{ki} - L_b & -L_e \\ L_{ki} - L_b & L_{kk} + L_0 & L_{ki} - L_b & \dots & L_{ki} & -L_e \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ L_{ki} - L_b & L_{ki} & L_{ki} & \dots & L_{kk} + L_0 & -L_e \\ -L_e & -L_e & -L_e & \dots & -L_e & N_r L_e \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Kde  $L_0 = 2(L_e + L_b)$  je pomocná proměnná  $[\Omega]$ ;

$$L_{ki} = -\frac{\mu_0 l r}{g} \alpha_r^2, k \neq i, \quad L_{kk} = \frac{\mu_0 l r}{g} \alpha_r \left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi}\right)$$



Obr. 3.4 Indukčnosti v náhradním elektrickém zapojení rotorové klece

Výsledná vzájemná indukčnost mezi rotorovým a statorovým vinutím je popsána maticí (3.18) [Toliyat 1995], tato matice je funkcí úhlové polohy mezi tyčemi rotoru a jednotlivými fázemi statoru (3.19-3.21).

$$\mathbf{L}_{rs} = [\mathbf{L}_{rs}]^T = \begin{bmatrix} L_{a1} & L_{b1} & L_{c1} \\ L_{a2} & L_{b2} & L_{c2} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ L_{aN_r} & L_{bN_r} & L_{cN_r} \end{bmatrix}^T \quad (3.18)$$

$$L_{ai} = L_m \cdot \cos P \left[ \Theta_r + (i-1)\alpha_r + \frac{\alpha_r}{2} \right] = \frac{L_m}{2} \left( e^{+jP \left[ \Theta_r + (i-1)\alpha_r + \frac{\alpha_r}{2} \right]} + e^{-jP \left[ \Theta_r + (i-1)\alpha_r + \frac{\alpha_r}{2} \right]} \right) \quad (3.19)$$

$$L_{bi} = L_m \cdot \cos \left\{ P \left[ \Theta_r + (i-1)\alpha_r + \frac{\alpha_r}{2} \right] - \frac{2\pi}{3} \right\} = \frac{L_m}{2} \left( e^{+j \left\{ P \left[ \Theta_r + (i-1)\alpha_r + \frac{\alpha_r}{2} \right] - \frac{2\pi}{3} \right\}} + e^{-j \left\{ P \left[ \Theta_r + (i-1)\alpha_r + \frac{\alpha_r}{2} \right] - \frac{2\pi}{3} \right\}} \right) \quad (3.20)$$

$$L_{ci} = L_m \cdot \cos \left\{ P \left[ \Theta_r + (i-1)\alpha_r + \frac{\alpha_r}{2} \right] - \frac{2\pi}{3} \right\} = \frac{L_m}{2} \left( e^{+j \left\{ P \left[ \Theta_r + (i-1)\alpha_r + \frac{\alpha_r}{2} \right] - \frac{2\pi}{3} \right\}} + e^{-j \left\{ P \left[ \Theta_r + (i-1)\alpha_r + \frac{\alpha_r}{2} \right] - \frac{2\pi}{3} \right\}} \right) \quad (3.21)$$



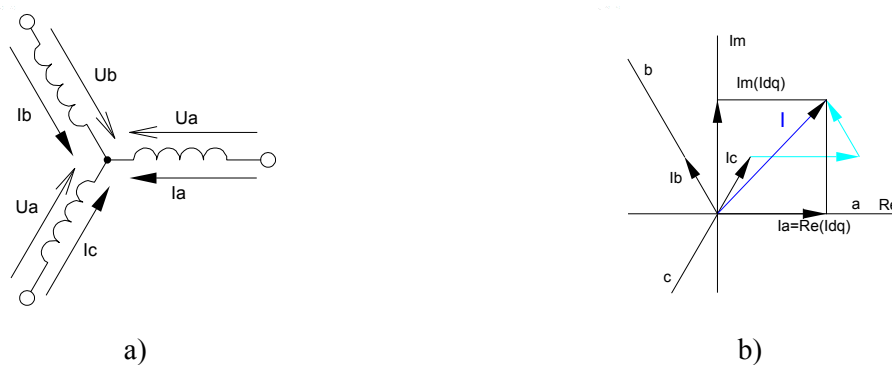
### 3.3 Momentová rovnice motoru

Rovnice popisující mechanické vlastnosti pohonu jsou níže (3.22) [Boldea 2001]. V těchto rovnicích je popsán přenos energie ze statoru přes vzduchovou mezeru do rotoru.

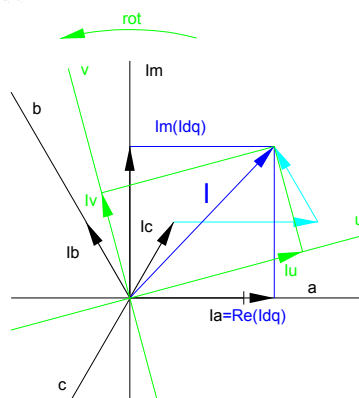
$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P}{J}(T_e - T_L); \quad \frac{d\Theta_r}{dt} = \omega_r; \quad T_e = I_s \frac{d\mathbf{L}_{sr}}{d\Theta_r} I_r \quad (3.22)$$

### 3.4 Transformace modelu asynchronního motoru do vektorového prostoru

Okamžité hodnoty proudů ve směru jednotlivých fází statoru  $I_b$ ,  $I_a$ ,  $I_c$  si lze představit tak, jak je znázorněno na (obr. 3.5a). Jejich vektorovým součtem získáme výsledný proud jako fázor  $I$ , který obíhá kolem středu souřadného systému [Javůrek 2003]. Průmětem tohoto fázoru do komplexní roviny pevně spojené se státorem (nepohybuje se) získáme reálnou a imaginární složku viz (obr. 3.5b) označenou  $\text{Re}(I_{dq})$ ,  $\text{Im}(I_{dq})$ . Uvažujeme-li obecnou soustavu  $uv$ , která se otáčí kolem počátku souřadné soustavy, pak dostaneme výsledné proudy  $I_u$ ,  $I_v$  (obr. 3.6).



Obr. 3.5 a) rozložení proudů a napětí ve statorovém vinutí b) transformace statorových proudů do soustavy  $I_{dq}$  pevně spojené se státorem



Obr. 3.6 Transformace statorových proudů do souřadné soustavy pevně spojené se státorem  $I_{dq}$  a do obecné rotující souřadné soustavy  $I_{uv}$

K přechodu mezi soustavami se používají Clarkova (3.23) nebo Parkova (3.25) transformace [Boldea 2001]. Při Clarkově transformaci se v prvním kroku převádí sledovaná veličina do komplexní roviny pevně spojené se statorem (3.23a). V druhém kroku se převede do obecné rotující komplexní roviny (3.23b).

$$I_{dqs} = I_a \cdot K_s \cdot \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi}{3}} & e^{-j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} = K_s \left( I_{as} + e^{j\frac{2\pi}{3}} \cdot I_{bs} + e^{-j\frac{2\pi}{3}} \cdot I_{cs} \right) \quad (3.23a)$$

$$I_{dqs} = K_s \begin{bmatrix} 1 & \cos\frac{2\pi}{3} & \cos-\frac{2\pi}{3} \\ 0 & j\sin\frac{2\pi}{3} & j\sin-\frac{2\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad (3.23b)$$

$$I_{dqs}^k = K_{sk} I_{dqs} e^{-j\omega_k t} = K_{sk} \begin{bmatrix} \cos\omega_k t \\ -j\sin\omega_k t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} = I_{ds}^k + j \cdot I_{qs}^k \quad (3.24)$$

Při použití Parkovy transformace se převádí přímo do obecné rotující komplexní roviny (3.24).

$$I_{dqs} = K_s \left( I_{as} e^{-j\omega_k t} + e^{j\left(\frac{2\pi}{3} - \omega_k t\right)} \cdot I_{bs} + e^{-j\left(\frac{2\pi}{3} + \omega_k t\right)} \cdot I_{cs} \right) \quad (3.25a)$$

$$I_{dqs} = K_s \begin{bmatrix} \cos\omega_k t & \cos\left(\frac{2\pi}{3} - \omega_k t\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{3} + \omega_k t\right) \\ 0 & j\sin\left(\frac{2\pi}{3} - \omega_k t\right) & -j\sin\left(\frac{2\pi}{3} + \omega_k t\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad (3.25b)$$

Výhodou transformace podle Clarka jsou jednodušší odvozované vztahy, které umožní jednoduchou zpětnou kontrolu postupu odvození. Proto je v dalším textu volena právě Clarkova transformace. Transformace statorových veličin je popsána rovnicemi (3.23) až (3.25) Rovnice označené indexem a) popř. b) jsou shodné a jsou zapsané jinou formou. U statorového vinutí jsou fázová napětí a proudy posunuty o  $\frac{2\pi}{3}$  a u rotorového vinutí jsou jednotlivé smyčky vzájemně pootočený o  $P \frac{2\pi}{N_r}$ , kde  $P$  je počet pólpárů. Při transformaci rotorového vinutí do roviny pevně spojené se statorem (podle Clarka) se násobí sledovaná veličina vektorem  $\beta$ , jak je uvedeno v (3.26). Transformace do obecné roviny je v (3.27).

$$I_{dqr} = K_r \begin{bmatrix} 1 & \beta^1 & \dots & \beta^{N_r-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{r1} \\ I_{r2} \\ \vdots \\ I_{rN_r} \end{bmatrix} = K_r \left( I_{r1} + e^{jP \frac{2\pi}{N_r}} \cdot I_{r2} + \dots + e^{jP \frac{2\pi}{N_r} (N_r-1)} \cdot I_{rN_r} \right); \beta = e^{jP \frac{2\pi}{N_r}} \quad (3.26)$$

$$I_{dqr}^k = K_{rk} I_{dqr} e^{-j(P\omega_r t - \omega_k t)} \quad (3.27)$$

V rovnicích (3.23) až (3.27) jsou  $K_s$ ,  $K_{sk}$  a  $K_r$ ,  $K_{rk}$  konstanty. Pro vyšetřování proudu volíme tyto konstanty, tak aby sledované veličiny splňovali zadané požadavky. Pokud zvolíme konstanty podle (3.28), tak platí rovnost mezi fázovým proudem  $I_a$  a  $I_{ds}$  [Javůrek 2003]. Transformaci modelu do referenčního souřadného systému rotujícího úhlovou rychlostí  $\omega_k$  popisují rovnice (3.29) a (3.30).

$$K_s = \frac{2}{3}, K_{sk} = 1, K_r = \frac{2}{N_r}, K_{rk} = 1 \quad (3.28)$$

$$I_{sdq}^k = K_{sk} I_{sdq} e^{-j\omega_k t}; \quad (3.29)$$

$$I_{rdq}^k = K_{rk} I_{rdq} e^{-j(P\omega_r t - \omega_k t)} \quad (3.30)$$

$$\left( L_{ls} + \frac{3}{2} \cdot L_{ms} \right) \cdot \frac{d}{dt} I_{dqs}^k + \frac{3}{2} \cdot \frac{K_s}{K_r} \cdot \frac{K_{sk}}{K_{rk}} L_m \cdot \frac{d}{dt} I_{dqr}^k = U_{dqs}^k - \left[ R_s \cdot I_{dqs}^k + \left( L_{ls} + \frac{3}{2} \cdot L_{ms} \right) \cdot \omega_k \cdot j \cdot I_{dqs}^k + \right. \\ \left. + \frac{3}{2} \cdot \frac{K_s}{K_r} \cdot \frac{K_{sk}}{K_{rk}} L_m \cdot \omega_k \cdot j \cdot I_{dqr}^k \right] \quad (3.31)$$

$$\frac{N_r}{2} \cdot \frac{K_r}{K_s} \cdot \frac{K_{rk}}{K_{sk}} \cdot \frac{d}{dt} I_{dqs}^k + L_r \cdot \frac{d}{dt} I_{dqr}^k = \left[ -R_r \cdot I_{dqr}^k - \frac{N_r}{2} \cdot \frac{K_r}{K_s} \cdot \frac{K_{rk}}{K_{sk}} (\omega_k - \omega_r) \cdot j \cdot I_{dqs}^k - \right. \\ \left. - L_r \cdot (\omega_k - \omega_r) \cdot j \cdot I_{dqr}^k \right] \quad (3.32)$$

$$T_{em} = -\frac{L_m}{2} \cdot \sqrt{\frac{N_r}{3}} \cdot \frac{1}{K_s \cdot K_r \cdot K_{sk} \cdot K_{rk}} \operatorname{Im}(I_{dqs}^{k*} \cdot I_{dqr}^k - I_{dqs}^k \cdot I_{dqr}^{k*}) \quad (3.33)$$

Model motoru rotující obecnou úhlovou rychlostí  $\omega_k$  je popsán rovnicemi (3.31) až (3.33). Z těchto rovnic získáme stavový model motoru (3.34) až (3.37).

$$\mathbf{L}^k \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ds}^k \\ I_{qs}^k \\ I_{dr}^k \\ I_{qr}^k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{ds}^k \\ U_{qs}^k \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - (\mathbf{R}^k + \mathbf{L}_w^k) \cdot \begin{bmatrix} I_{ds}^k \\ I_{qs}^k \\ I_{dr}^k \\ I_{qr}^k \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

$$\mathbf{R}^k = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

$$\mathbf{L}_w^k = \begin{bmatrix} 0 & -\left( L_{ls} + \frac{3}{2} \cdot L_{ms} \right) \cdot \omega_k & 0 & -\frac{K_s}{K_r} \cdot \frac{K_{sk}}{K_{rk}} L_m \cdot \omega_k \\ \left( L_{ls} + \frac{3}{2} \cdot L_{ms} \right) \cdot \omega_k & 0 & \frac{K_s}{K_r} \cdot \frac{K_{sk}}{K_{rk}} L_m \cdot \omega_k & 0 \\ 0 & -\frac{N_r}{2} \cdot \frac{K_r}{K_s} \cdot \frac{K_{sk}}{K_{rk}} L_m \cdot (\omega_k - P\omega_r) & 0 & -L_r \cdot (\omega_k - P\omega_r) \\ \frac{N_r}{2} \cdot \frac{K_r}{K_s} \cdot \frac{K_{sk}}{K_{rk}} L_m \cdot (\omega_k - P\omega_r) & 0 & L_r \cdot (\omega_k - P\omega_r) & 0 \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

$$\mathbf{L}^k = \begin{bmatrix} \left( L_{1s} + \frac{3}{2} \cdot L_{ms} \right) & 0 & \frac{K_s}{K_r} \cdot \frac{K_{sk}}{K_{rk}} L_m & 0 \\ 0 & \left( L_{1s} + \frac{3}{2} \cdot L_{ms} \right) & 0 & \frac{K_s}{K_r} \cdot \frac{K_{sk}}{K_{rk}} L_m \\ \frac{N_r}{2} \cdot \frac{K_r}{K_s} \cdot \frac{K_{sk}}{K_{rk}} \cdot L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & \frac{N_r}{2} \cdot \frac{K_r}{K_s} \cdot \frac{K_{sk}}{K_{rk}} \cdot L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

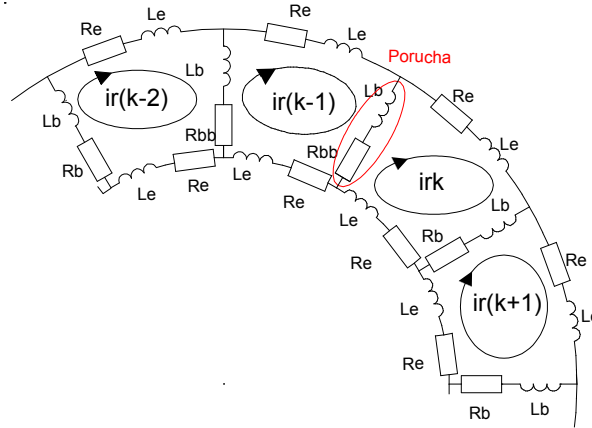
## 4. Model motoru s poruchou rotorové tyče

Doposud uvedené rovnice popisují motor bez poruchy rotorového vinutí. Porucha rotorového vinutí ovlivňuje odpor  $R_{rr}$ , indukčnost rotoru  $L_{rr}$  a vzájemnou indukčnost  $L_{rs}$  popřípadě  $L_{sr}$ . Pro modelování poruchy rotoru lze použít následující základní metody [Sprooten 2007]:

- změna odporu poškozené smyčky v matici  $R_{rr}$ ,
- změna indukčnosti u poškozené smyčky v matici  $L_{rr}$ ,
- kombinace změn  $R_{rr}$  a  $L_{rr}$ .

Dále bude používán pouze model se změnou odporu rotorového vinutí. Výhodou je možnost popsat i vliv částečné poruchy rotorové tyče. Při odvozování modelu s poruchou rotorové tyče se manipuluje s maticí  $R_{rr}$ . Základem pro tuto matici bylo  $(N_r + 1)$  smyček, které popisují rotorové vinutí rovnice (3.13) a rovnice (3.14) popisující rotorové kruhy. Při odvozování motoru s poruchou rotorové tyče se vychází z předpokladu, že se zvětší hodnota odporu u poškozené rotorové tyče (obr. 4.1). U přerušené tyče, se odpor rotorové tyče zvětší. V simulačním modelu je odpor poškozené tyče  $R_{bb}$  dvakrát větší než odpor tyče bez poruchy. Změna indukčnosti  $L_{rr}$  je zanedbána.

Poškozená rotorová tyč je červeně zvýrazněna na obrázku 4.1. Rovnice (4.1) platí pro  $k$ -tou smyčku a rovnice (4.2) pro smyčku  $(k+1)$ . V případě, že je porušena pouze jedna rotorová tyč, pak jsou změnou ovlivněny pouze tyto dvě rovnice. Matice popisující odpor rotorového vinutí je v (4.3).



Obr. 4.1 – Porucha jedné rotorové tyče

$$0 = (R_b + 2R_e + R_{bb})I_{r(k-1)} - R_b \cdot I_{r(k-2)} - R_{bb} \cdot I_{rk} + \frac{d}{dt} \Psi_{r(k-1)} \quad (4.1)$$

$$0 = (R_b + 2R_e + R_{bb})I_{rk} - R_{bb} \cdot I_{r(k-1)} - R_b \cdot I_{r(k+1)} + \frac{d}{dt} \Psi_{rk} \quad (4.2)$$

$$\mathbf{R}_{rr} = \begin{bmatrix} R_0 & -R_b & 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & -R_b & -R_e \\ -R_b & R_0 & -R_b & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 & -R_e \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & -R_b & 2R_e + R_b + R_{bb} & -R_{bb} & 0 & \dots & -R_e \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & -R_{bb} & 2R_e + R_b + R_{bb} & R_b & \dots & -R_e \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -R_b & 0 & 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & -R_b & R_0 & -R_e \\ -R_e & -R_e & -R_e & -R_e & -R_e & -R_e & -R_e & -R_e & -R_e & N_r R_e \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

\* řady matice ovlivněné poruchou

Tato změna odporu rotorového vinutí v matici  $\mathbf{R}_{rr}$  způsobená poruchou rotorové tyče má vliv na výsledky simulace modelu motoru. Upravená stavová rovnice pro model s poruchou je v (4.4). Tato rovnice je základem pro simulační model a platí obecně pro poruchu různého počtu rotorových tyčí.

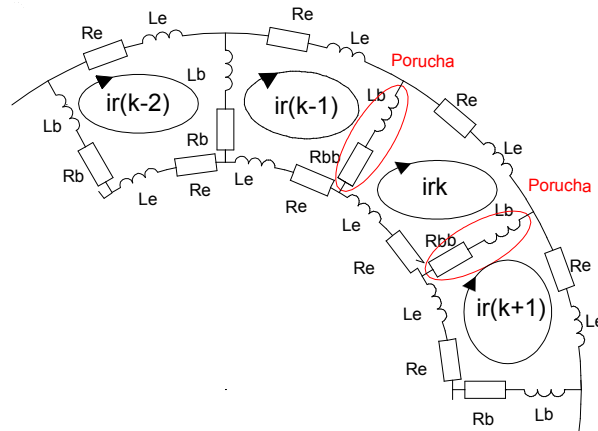
Je potřeba určit pomocnou matici  $\Delta \mathbf{R}_{dqr}$ , do které je přesunuta změna popisující poruchu. Při poruše jedné rotorové tyče platí rovnice (4.5). Při řešení této rovnice se určí skutečné rotorové proudy protékající smyčkami ovlivněnými poruchou. V případě poruchy pouze jedné tyče se dopočítají dva rotorové proudy. Tato zpětná transformace zpomaluje rychlost výpočtu.

$$\underbrace{\mathbf{L}^k \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ds}^k \\ I_{qs}^k \\ I_{dr}^k \\ I_{qr}^k \end{bmatrix}}_{\text{bez poruchy}} = \underbrace{\begin{bmatrix} U_{ds}^k \\ U_{qs}^k \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - (\mathbf{R}^k + \mathbf{L}_w^k) \cdot \begin{bmatrix} I_{ds}^k \\ I_{qs}^k \\ I_{dr}^k \\ I_{qr}^k \end{bmatrix}}_{\text{porucha}} - \Delta \mathbf{R}_{dqr} I_{dqr}^k \quad (4.4)$$

$$\Delta R_{dqr} I_{dqr}^k = K_{rk} \cdot K_r \cdot \beta^{(k-2)} (1 - \beta) (R_{bb} - R_b) (I_{r(k-1)} - I_{rk}) \quad (4.5)$$

kde  $R_{bb}$  – je odpor poškozené rotorové tyče  $[\Omega]$ .

Při poruše dvou sousedních tyčí podle obr. 4.2 jsou ovlivněny smyčky  $(k-1)$ ,  $k$  a  $(k+1)$ , jak je uvedeno v rovnici (4.6) až (4.8).



Obr. 4.2 Porucha dvou rotorových tyčí

$$0 = (R_b + 2R_e + R_{bb})I_{r(k-1)} - R_b \cdot I_{r(k-2)} - R_{bb} \cdot I_{rk} + \frac{d}{dt} \Psi_{r(k-1)} \quad (4.6)$$

$$0 = (R_{bb} + 2R_e + R_b)I_{rk} - R_{bb} \cdot I_{r(k-1)} - R_b \cdot I_{r(k+1)} + \frac{d}{dt} \Psi_{rk} \quad (4.7)$$

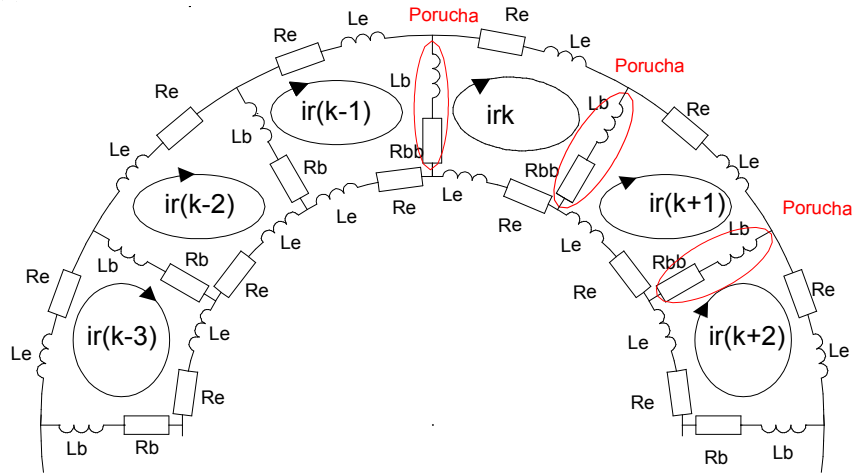
$$0 = (R_{bb} + 2R_e + R_b)I_{r(k+1)} - R_{bb} \cdot I_{rk} - R_b \cdot I_{r(k+2)} + \frac{d}{dt} \Psi_{rk} \quad (4.8)$$

Pro poruchu dvou tyčí platí rovnice (4.11).

$$\Delta \mathbf{R}_{dqr} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \vdots & 0 & (R_{bb} - R_b) & (R_b - R_{bb}) & 0 & \vdots & 0 \\ 0 & \vdots & 0 & (R_b - R_{bb}) & 2(R_{bb} - R_b) & (R_b - R_{bb}) & \vdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & (R_b - R_{bb}) & (R_{bb} - R_b) & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

$$\Delta \mathbf{R}_{dqr} I_{dqr}^k = K_r \cdot \beta^{(k-2)} \left\{ \begin{pmatrix} (R_{bb} - R_b) + \\ + \beta (R_b - R_{bb}) \end{pmatrix} I_{r(k-1)} + \begin{pmatrix} (R_b - R_{bb}) + \\ + \beta 2(R_{bb} - R_b) \end{pmatrix} I_{rk} + \begin{pmatrix} \beta (R_b - R_{bb}) + \\ + \beta^2 (R_{bb} - R_b) \end{pmatrix} I_{r(k+1)} \right\} \quad (4.10)$$

$$\Delta \mathbf{R}_{dqr} I_{dqr}^k = K_r \cdot \beta^{(k-2)} (R_{bb} - R_b) \begin{bmatrix} (1 - \beta) I_{r(k-1)} + (-1 + 2\beta - \beta^2) I_{rk} \\ + (-\beta + \beta^2) I_{r(k+1)} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$



Obr. 4.3 Porucha tří rotorových tyčí

Na obr. 4.3 je načrtnuta porucha tří tyčí. Při této poruše jsou ovlivněny smyčky  $(k-1)$ ,  $k$ ,  $(k+1)$  a  $(k+2)$ .

$$0 = (R_b + 2R_e + R_{bb})I_{r(k-1)} - R_b \cdot I_{r(k-2)} - R_{bb} \cdot I_{rk} + \frac{d}{dt} \Psi_{r(k-1)} \quad (4.12)$$

$$0 = (R_{bb} + 2R_e + R_b)I_{rk} - R_{bb} \cdot I_{r(k-1)} - R_b \cdot I_{r(k+1)} + \frac{d}{dt} \Psi_{rk} \quad (4.13)$$

$$0 = (R_{bb} + 2R_e + R_{bb})I_{r(k+1)} - R_{bb} \cdot I_{rk} - R_{bb} \cdot I_{r(k+2)} + \frac{d}{dt}\Psi_{r(k+1)} \quad (4.14)$$

$$0 = (R_{bb} + 2R_e + R_b)I_{r(k+2)} - R_{bb} \cdot I_{r(k+1)} - R_b \cdot I_{r(k+3)} + \frac{d}{dt}\Psi_{r(k+1)} \quad (4.15)$$

Poruchu tří tyčí popisuje rovnice (4.16), která byla odvozena z rovnic (4.12) až (4.15).

$$\Delta R_{dqr} I_{dqr}^k = K_r \cdot \beta^{(k-2)} (R_{bb} - R_b) \left[ \begin{aligned} & (1 - \beta) I_{r(k-1)} - (1 - 2\beta + \beta^2) \sum_{i=1}^2 \beta^{(i-1)} I_{r(k+i-1)} + \\ & + \beta^2 (-1 + \beta) I_{r(k+2)} \end{aligned} \right] \quad (4.16)$$

Dále byla odvozena obecná rovnice (4.18) popisující poruchu  $j$  tyčí, kdy  $j > I$ . Pro jednu porušenou tyč ( $j$  rovno jedné) platí už dříve uvedená (4.17). Tyto rovnice jsou základem pro simulační model.

Pro  $j=I$ : (4.17)

$$\Delta R_{dqr} I_{dqr}^k = K_{rk} \cdot K_r \cdot \beta^{(k-2)} (1 - \beta) (R_{bb} - R_b) (I_{r(k-1)} - I_{rk})$$

Pro  $j > 1$ : (4.18)

$$\Delta R_{dqr} I_{dqr}^k = K_r \cdot \beta^{(k-2)} (R_{bb} - R_b) \left[ \begin{aligned} & (1 - \beta) I_{r(k-1)} - (1 - 2\beta + \beta^2) \sum_{i=1}^{j-1} \beta^{(i-1)} I_{r(k+i-1)} \\ & - \beta^{(j-1)} (1 - \beta) I_{r(k+j-1)} \end{aligned} \right]$$



## 5. Normování měřených veličin

Zpracování naměřených veličin probíhá v mikropočítači pomocí signálových procesorů s pevnou desetinnou čárkou a daným rozlišením (např. šestnáctibitovým). To znamená, že se bude pracovat s celočíselným datovým typem (integer). Rozsah přípustných hodnot pro 16bitové slovo při dvoupolaritním vyjádření, kdy jeden bit je použitý na vyjádření znaménka, je  $-32768 \div 32767$ , tj. od  $(-2^{15})$  do  $(+2^{15} - 1)$ . Pro jinou délku slova je rozsah uveden v tabulce (5.1)

Tab. 5.1 Dvoupolaritní vyjádření pro různou délku slova

Rozlišení [bit]	Min [-]	Max [-]
8	-128	+127
12	-2048	+2047
16	-32768	+32767

Proto pro počítačové zpracování se převedou použité modely do poměrných jednotek. Maximální a minimální hodnota použitých stavových proměnných se převede do poměrných jednotek na intervalu  $<-1;+1)$  podle vztahu (5.1), Kde  $x_i$  je původní stavová veličina,  $N_i$  je norma pro i-tou stavovou veličinu,  $x_i^*$  je normovaná stavová veličina [Noskiewicz 1996].

$$x_i^* = \frac{x_i}{N_i}, \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (5.1)$$

$$u_i^* = \frac{u_i}{N_{ui}}, \quad i = 1, 2, \dots, r; \quad y_i^* = \frac{y_i}{N_{yi}}, \quad i = 1, 2, \dots, l \quad (5.2)$$

Stejně se zavedou normované vstupní  $u_i^*$  a výstupní  $y_i^*$  veličiny (5.2) a (5.3).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1^* \\ x_2^* \\ \vdots \\ x_i^* \\ \vdots \\ x_n^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \frac{N_2}{N_1} & \dots & \dots & \dots & a_{1n} \frac{N_n}{N_1} \\ a_{21} \frac{N_1}{N_2} & a_{22} & & & & a_{2n} \frac{N_n}{N_2} \\ \vdots & & \ddots & & & \vdots \\ a_{i1} \frac{N_1}{N_i} & \dots & \dots & a_{ii} & \dots & a_{in} \frac{N_n}{N_i} \\ \vdots & & & & \ddots & \vdots \\ a_{n1} \frac{N_1}{N_n} & \dots & \dots & \dots & \dots & a_{nn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1^* \\ x_2^* \\ \vdots \\ x_i^* \\ \vdots \\ x_n^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \frac{N_u}{N_1} \\ b_2 \frac{N_u}{N_2} \\ \vdots \\ b_i \frac{N_u}{N_i} \\ \vdots \\ b_n \frac{N_u}{N_n} \end{bmatrix} \cdot u^* \quad (5.3)$$

Rovnici (3.34) lze normalizovat a získat rovnici (5.3). Přiřazení veličin z modelu motoru je v (5.4).

$$x_1 = I_{ds}^k; \quad x_2 = I_{qs}^k; \quad x_3 = I_{dr}^k; \quad x_4 = I_{qr}^k \quad (5.4)$$

$$u_1 = U_{ds}^k; \quad u_2 = U_{qs}^k$$

Jsou-li známy maximální hodnoty proudů a napětí, kterých dosáhne motor během provozu, pak lze určit příslušné normy. Maxima se odvozují ze jmenovitých hodnot motoru.

$$N_1 = I_{dsMAX}^k ; N_2 = I_{qsMAX}^k ; N_3 = I_{drMAX}^k ; N_4 = I_{qrMAX}^k \quad (5.5)$$

$$N_{u1} = U_{dsMAX}^k ; N_{u2} = U_{qsMAX}^k$$

Dále je uveden příklad odvození poměrných jednotek pro elektrický proud. Jmenovitá hodnota elektrického proudu  $I_N$  je uvedena na štítku elektromotoru. Tato hodnota udává efektivní hodnotu proudu. Amplituda proudu se vypočítá ze vztahu (5.6). Při rozběhu motoru při přímém spouštění motoru je tato hodnota překročena. Poměrný záběrný proud  $I_K / I_N$  udává kolikrát je jmenovitý proud při rozběhu překročen. Tuto hodnotu lze najít v katalogích výrobců motorů. Dále může být hodnota proudu, který se má měřit, ovlivněna případnou poruchou. Rezervu na poruchu minimálně 20 %. Proto maximální měřený proud se určí ze vztahu (5.7)

$$I_{Amplituda} = I_N \cdot \sqrt{2} \quad (5.6)$$

$$I_{Max} = I_N \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{I_K}{I_N} \cdot 1.2 \quad (5.7)$$

Proud se měří převodníkem I/U u kterého je dán rozsah. Např. pro proudový převodník HX 10-P podle tabulky 6.1 je rozsah v rozmezí  $\pm 4$  V. To znamená, že proudu  $I_{Max}$  odpovídá na výstupu z převodníku napětí +4 V a proudu  $I_{Min} = -I_{Max}$  odpovídá napětí -4 V. Pro výpočet v poměrných jednotkách je norma pro proud statoru vyjádřena vztahem (5.8).

$$-1 \leq \frac{I_{okamžité}}{I_{Max}} < 1 \Rightarrow N_1 = I_{Max} \quad (5.8)$$

kde  $N_1$  je norma proudu

## 6. Volba snímačů a hardware pro měření asynchronního motoru

Tato kapitola popisuje možnosti, jak měřit fyzikální veličiny, pomocí kterých lze hodnotit stav rotorového vinutí. Předpokládá se měření následujících fyzikálních veličin:

- elektrický proud
- elektrické napětí
- magnetický tok
- otáčky

### 6.1 Měření proudu, napětí a magnetického toku

Měření napětí a proudu se provádí pomocí dvou základních metod:

- a) přímé měření – s využitím voltmetrů a ampérmetrů zapojených přímo do obvodu nevýhodou je, že obvod měřeného napětí a proudu není galvanicky oddělen od měřicího obvodu. Proto není vhodný pro měření pohonů.
- b) nepřímé měření pomocí magnetických převodníků
  - měřicí transformátor
  - Hallova sonda
  - Rogowského cívka (potenciometr)

Při nepřímém měření se měřené napětí nebo proud převede na veličinu v požadovaném rozsahu. Měřicí transformátor proudu a napětí slouží k získání informace o napětích a proudech, které popisují napájení spotřebičů, patří mezi elektrické netočivé stroje. Dále jsou uvedeny snímače pro nepřímá měření napětí a proudu.

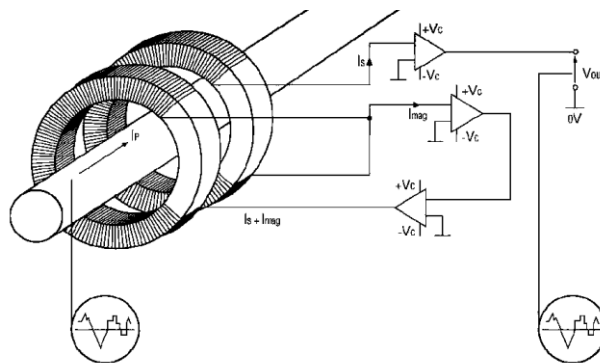
- a) Měřicí cívka (transformátor) - proudový a napěťový převodník (obr. 6.1)

Tyto převodníky se skládají z jednoho popř. více toroidních jader s navinutými sekundárními vinutími. Při zapojení více jader jsou indukované proudy kompenzovány např. z interního generátoru proudu. Výhodou tohoto řešení je přesnost, široký frekvenční rozsah, je omezen teplotní drift a je dobrá linearita. Tento typ převodníku lze využít i na přesná měření proudu a napětí.

$$p = \frac{N_1}{N_2} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{U_1}{U_{20}} \quad (6.1)$$

Kde  $U_{20}$  je sekundární napětí naprázdno

$p$  je převod transformátoru



Obr. 6.1 Měřicí transformátor [LEM 2011]

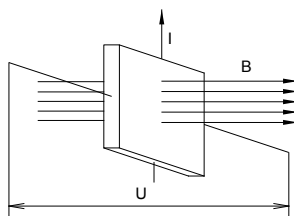
## b) Snímač proudu s Hallova sondou

Při tomto měření se využívá Hallova efektu. Je to jev, při kterém magnetické pole o indukci  $B$  vyvolá v destičce z polovodiče o tloušťce  $d$ , kterým prochází stejnosměrný elektrický  $I$  rozdíl potenciálů rovnajícího se napětí  $U_H$  viz rovnice (6.2).

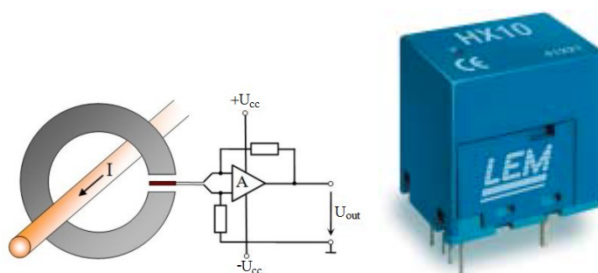
$$U_H = R_H \cdot \frac{I}{d} B \quad (6.2)$$

kde  $R_H$  je Hallova konstanta

Bude-li směr proudu a směr vektoru magnetické indukce svírat pravý úhel (obr. 6.2), pak bude indukované napětí maximální. Výsledné napětí se indukuje ve směru kolmém k magnetické indukci a směru proudu.



Obr. 6.2 Princip proudového převodníku



Obr. 6.3 Proudový převodník s Hallova sondou [LEM 2011]

Tab. 6.1 Parametry převodníku proudu HX 10-P [LEM 2011]

Přesnost	1 % $I_{PN}$
Technologie	Hallova sonda
Doba náběhu	$\leq 3 \mu s$
Linearita	1 % od 0 do $I_{PN}$
Max. kmitočet	50 kHz
Proud na primární cívce	$\pm 30$ A
Výstupní napětí	$\pm 4$ V
Výstupní impedance	$0 < 50 \Omega$
Napájecí napětí $U_B$	+12 až 15 V

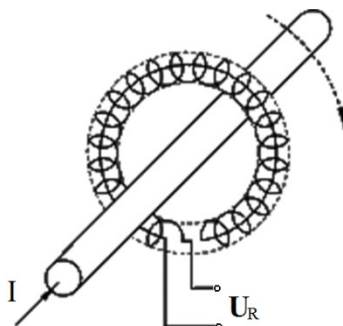
## c) Snímač proudu s Rogowského cívkou (obr. 6.4)

Dalším způsobem jak měřit elektrický proud je využití rogowského potenciometru (cívky). Je to cívka (pásek) se vzduchovým jádrem. Výstupním signálem je napětí. Velkou předností tohoto řešení je lineární charakteristika, protože nedochází k nasycení jádra.

$$U_R = K_R \cdot \frac{dI}{dt} \quad (6.3)$$

kde  $K_R$  je Rogowského koeficient

Mezi další výhody této cívky patří široký frekvenční rozsah, nemá magnetickou hysterezi a nasycení, vydrží velké přetížení, charakteristika je lineární v širokém dynamickém rozsahu, stabilní přesnost v celém měřicím rozsahu (nízká) a nízká spotřeba a nízké tepelné ztráty



Obr. 6.4 Proudový převodník s rogowského cívkou [LEM 2011]

## 6.2 Měření magnetického toku

K měření magnetického toku se používají tyto hlavní skupiny senzorů:

- cívka (fluxgate senzor), kde se indukují elektrické proudy v závislosti na změně rozptylového toku, slouží k měření malých magnetických indukcí ( $\mu T$  až  $nT$ )
- Hallovy sondy jednotlivě nebo sestavené do senzorového pole, tvořené z několika Hallových sond (obr. 6.2) měřících vzájemně se přesahující prostor. Sledovanou veličinou je elektrické napětí.

- snímače AMR a GMR, které využívají změny elektrického odporu v závislosti na velikosti sledovaného magnetického pole [Vojáček 2011].

Senzory bývají součástí sondy, kterou lze připojit k vyhodnocovacímu zařízení, nebo přímo do PC pomocí USB vstupu nebo sériového rozhraní.

### 6.3 Měření úhlové rychlosti a úhlové polohy

Okamžitou úhlovou rychlost lze získat přímým měřením nebo měřením úhlové polohy a následným dopočítáním okamžité rychlosti.

Pro měření **úhlové polohy** se používají [Beneš 2000]

- a) transformátorové snímače (resolver, selsyn)
- b) optické snímače
  - absolutní (jednootáčkové, víceotáčkové)
  - inkrementální

Pro měření **úhlové rychlosti** lze použít následující snímače [Beneš 2000]

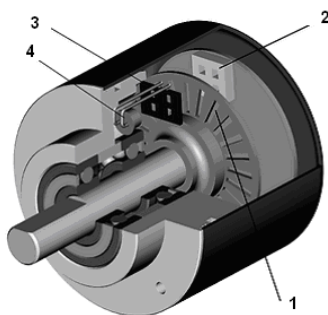
- a) mechanické otáčkoměry
- b) spojitě indukční otáčkoměry
- c) impulsní otáčkoměry
- d) stroboskopické otáčkoměry

Impulsní otáčkoměry patří mezi snímače s nespojitým signálem. Snímají počet zubů na rotujícím kotouči, které projdou v jejich blízkosti za jednotku času. Můžeme je rozdělit na kontaktní, indukční, optoelektrický, a pneumatický.

Přírůstkové (inkrementální) snímače generují pulzy, které snímá čítač. Podle počtu pulzů lze určit okamžitou polohu hřídele v případě, že snímač generuje pomocný signál nebo se před spuštěním rotujícího stroje natočil hřídel se snímačem do počáteční polohy. K tomu slouží referenční značka.

Inkrementální snímač se skládá z následujících částí (obr. 6.5)

- a) rotující kotouč s otvory – disk je upevněn na hřídeli snímače, je na něm hlavní stupnice a může být opatřen pomocnou referenční značkou označující počátek měření.
- b) optický vysílač (Transmitter) – většinou LED dioda
- c) maska – vysílač s její pomocí generuje signál
- d) optický přijímač (Receiver) – fotodioda nebo fototranzistor, světlo dopadající z vysílače na přijímač se přeměňuje na elektrický signál.

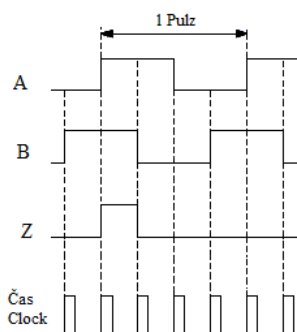


Obr. 6.5 Konstrukce inkř. snímače ( 1-rotující kotouč, 2-přijímač, 3-mask, 4-LED) [Vojáček 2006]

Na optický přijímač dopadá světelný paprsek z LED diody, který prochází přes masku a rotující kotouč. Maska je tvořena dvěma popř. čtyřmi mřížkami. Tyto mřížky jsou proti sobě posunuté o  $\frac{1}{4}$  vzdálenosti mezi jednotlivými ryskami na rotujícím kotouči. Optický přijímač generuje dva periodické signály, které jsou vzájemně posunuté o  $\frac{1}{4}$  periody. Tvar signálu je obdélníkový nebo sinusový. Inkrementální snímače dále dělíme podle počtu signálů, které získáme na:

- jednobanálový – na výstupu je jen jeden signál, lze určit jen změnu polohy, nelze určit směr otáčení
- dvoubanálový – na výstupu máme dva signály, které umožní určit směr otáčení podle obr. 6.6
- třibanálový – na výstupu jsou tři signály (dva signály okamžité polohy a jeden od referenční značky počátku měření)

Ze vzájemné polohy dvou snímaných signálů a pomocného signálu od referenční značky zobrazující počátek měření, lze určit směr otáčení a okamžitou polohu. Na obr. 6.6 je zápis signálu v binárním kódu. Při čtení zleva doprava získáme jiný výsledek než při čtení zprava doleva. Z tohoto rozdílu lze určit směr otáčení.



Obr. 6.6 Signál z inkrementálního snímače

U inkrementálních snímačů mohou být obdélníkové impulsy nahrazeny signály se sinusovým průběhem posunuté o  $90^\circ$ . Příklady parametrů inkrementálních snímačů jsou v tabulkách 6.3 a 6.4. Jedná se o snímač od firmy Siemens 1XP8001-1 a snímač ERN 460-500 od firmy Heidenhain.

Tab. 6.3 Parametry inkrementálního snímače 1XP8001-1 [Siemens 2001]

Napájecí napětí $U_B$	+10 až 30 V
Výstupní proud naprázdno	100 mA
Počet impulzů na otáčku	1024 (12 bit)
Výstupy	2 obdélníkové impulzy A, B - 2 invertované obdélníkové impulzy A,B nulový impulz a invertovaný nulový impulz (HTL)
Výstupní amplituda	$U_{High} > U_B - 2,5 \text{ V}$ $U_{Low} < 1,6 \text{ V}$
Posun mezi impulzy dvou výstupů	$90^\circ \pm 20 \%$
Minimální doba hran impulzů	0,8 $\mu\text{s}$ při 160 kHz
Maximální frekvence	160 kHz
Přípustné otáčky	7500 $\text{min}^{-1}$
Způsob připojení	Konektor 12 pinů (protikus je součástí dodávky)

Tab. 6.4 Parametry inkrementálního snímače ERN 460-500 [Heidenhain 2011]

Napájecí napětí $U_B$	+10 až 30 V
Výstupní proud naprázdno	100 mA
Výstupní proud při zatížení max.	100 mA
Počet impulzů na otáčku	500
Výstupy	2 obdélníkové impulzy A,B - 2 invertované obdélníkové impulzy A,B nulový impulz a invertovaný nulový impulz. [TTL]
Výstupní amplituda	$U_{High} > 2,5 \text{ V}$ $U_{Low} < 0,5 \text{ V}$
Posun mezi impulzy dvou výstupů	$90^\circ \pm 20 \%$
Minimální doba hran impulzů	0,43 $\mu\text{s}$ při 300 kHz
Maximální frekvence	300 kHz
Přípustné otáčky	6000 $\text{min}^{-1}$
Způsob připojení	Konektor 12 pinů (protikus není součástí dodávky)

## 6.4 Měření úhlových kmitů

Úhlové kmity jsou zdrojem vibrací a hluku. K jejich měření se používají tyto snímače [Tůma 2007]:

- Tangenciálně montované akcelerometry
- Laserové vibrometry
- Inkrementální snímače (odstavec 6.3)
- Snímání zubů ozubených kol [Addabbo 2012]

### 6.4.1 Tangenciálně montované akcelerometry

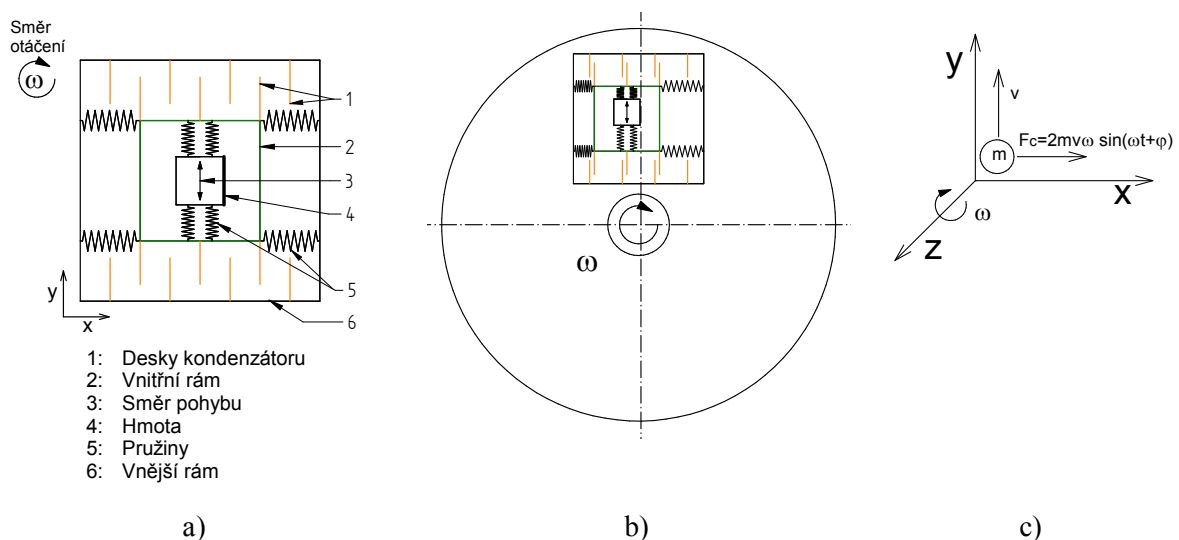
Tyto snímače patří do skupiny MEMS snímačů (Micro Electro Mechanical Systems). Podle autora [Vrba 2004]: *MEMS jsou snímače, které pracují na principu mikrominiaturizace dříve známých systémů a na vytváření nových mechanických mikrosystémů mikroelektronickými technologiemi.*



*Mikro-Elektro-Mechanické Systémy (MEMS) je integrace mechanických elementů senzorů či aktuátorů, jež umožňují řešení problému v podobě mikrosystému, tj. i s elektronikou na křemíkový substrát pomocí mikroelektronických technologií.* Výhodou těchto senzorů je nízká hmotnost a nízká spotřeba.

Hlavní části a princip tangenciálně montovaného akcelometru je na obr. 6.7 a), b) [Geen 2003]. Tento druh akcelometru využívá Coriolisovu sílu. Tato setrvačná síla má směr kolmý k ose otáčení a ke směru pohybu  $v$  (obr. 6.7c). Důsledkem působení Coriolisovy síly je pohyb tělesa proti nebo po směru otáčení.

Při zvýšení úhlové rychlosti se zvýší odstředivá síla. Tato síla působící na *hmotu* (pozice 4, obr. 6.7a) stlačí vnější pružiny. Při stlačení pružin se *hmota* pohybuje rychlostí  $v$ , a proto na ni působí Coriolisova síla. Coriolisova síla vyvolá posun *hmoty* proti směru pohybu a následně se změní kapacita kondenzátoru (obr.6.7b). Přestane-li působit změna úhlové rychlosti, pak je Coriolisova síla rovna nule a kapacita kondenzátoru se vrátí na původní hodnotu. Při snížení úhlové rychlosti dojde k deformaci opačných pružin (pružin blíže osy otáčení v důsledku menší odstředivé síly a pružin ve směru otáčení v důsledku Coriolisovi síly). Umístíme-li dovnitř *hmoty* rezonátor, pak získáme gyroskop. Nevýhodou tohoto řešení je nutnost propojení snímače a měřicího zařízení pomocí sběrných kroužků a necitlivost snímače při rychlých popř. velkých změnách úhlové rychlosti.



6.7 Tangenciálně montovaný akcelometr a) hlavní části b) příklad použití c) Coriolisova síla

#### 6.4.2 Laserové rotační vibrometry

Laserové dopplerovské vibrometry využívají Dopplerova jevu. Laserový paprsek se zaměří na vibrující povrch. Od tohoto povrchu se odrazí paprsek s frekvenčním posuvem  $\Delta f_D$  podle rovnice (6.4) [Giancarlo 2009]. Dopplerův jev popsáný rovnicí (6.8) je základem pro měřicí zařízení označované „Laser Torsional Vibration Meter“, zkráceně rotační vibrometr.

$$\Delta f_D = \frac{2v}{\lambda} \quad (6.8)$$

kde  $v$  je rychlost vibrujícího povrchu;  $\lambda$  je vlnová délka paprsku laseru.

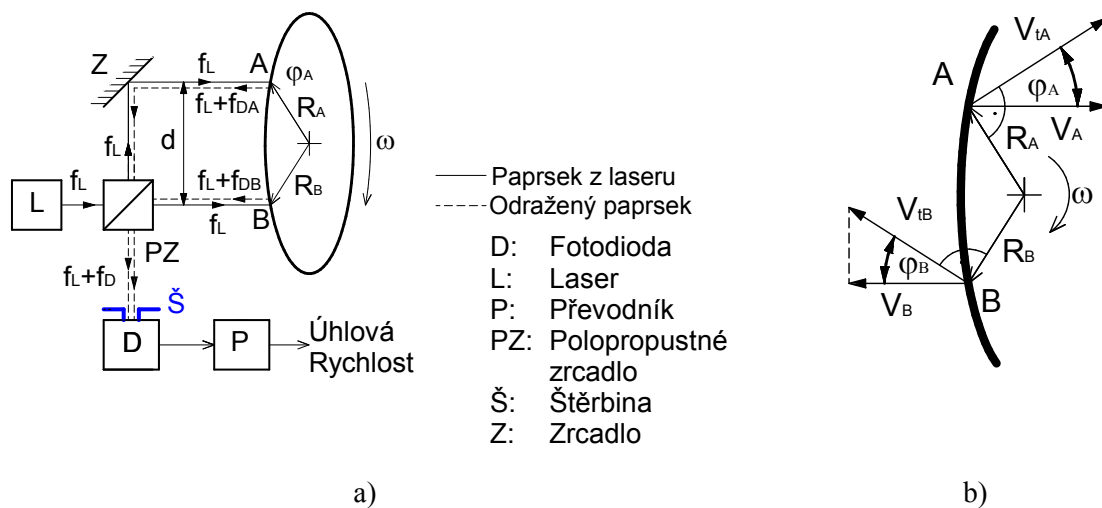
Hlavní části rotačního vibrometru a princip je vysvětlen na obr. 6.8a. Z laseru se vysílá paprsek o stálé vlnové délce, který dopadá na polopropustné zrcadlo PZ. Zde se paprsek rozdělí na dva nezávislé koherentní zdroje světla. Nově vytvořené paprsky dopadají na povrch rotujícího tělesa v bodech A a B.

Tyto body se pohybují různou okamžitou rychlostí (obr. 6.8b). U odražených paprsků dojde ke změně frekvence (6.9). Při průchodu štěrbínou fotodiody zaznamenaná paprsek se změnou frekvence (6.10). Tato změna je závislá na okamžité úhlové rychlosti.

$$f_{DA} = \frac{2v_A}{\lambda}; \quad f_{DB} = \frac{2v_B}{\lambda} \quad (6.9)$$

kde platí vztahy:  $v_A = \omega R_A \cos \varphi_A$ ;  $v_B = \omega R_B \cos \varphi_B$ ;  $d = R_A \cos \varphi_A + R_B \cos \varphi_B$

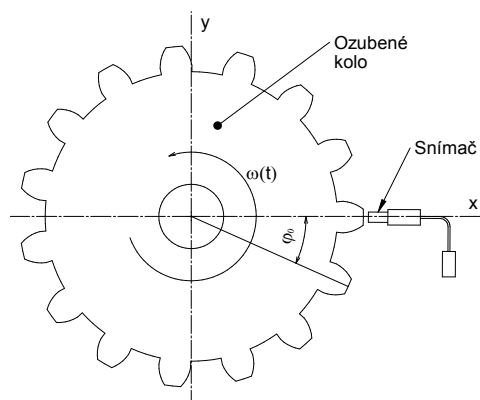
$$f_D = \frac{2}{\lambda} \omega d \quad (6.10)$$



6.8 Laser torsional vibration meter a) hlavní části b) princip

#### 6.4.3 Snímání zubů ozubených kol

Tato metoda měření úhlových kmitů se používá u velkých točivých strojů, jako jsou turbíny a kompresory [Addabbo 2012]. Princip metody je na obr. 6.9. Při této metodě při průchodu zubu kolem snímače dojde k zaznamenání impulsu. Pokud jsou zuby rozloženy po obvodu rovnoměrně, pak z pulsů získáme okamžité otáčky. Zvýšené přesnosti lze dosáhnout použitím dvou zájemně pootočených snímačů. Ozubené kolo může být nahrazeno pravidelně rozmístěnými šrouby na rotující části nebo lopatkami.



6.9 Měření počtu pulsů na ozubeném kole - princip

### 6.5 Antialiasingový analogový filtr

Každý měřicí systém pracuje se signály. Signálem rozumíme veličiny, kterými soustavy (v čase existující prostorové útvary) působí na své okolí (např. na jiné soustavy). Signál je časově závislá funkce, která přenáší informace.

Signály dělíme na signály se spojitým časem a signály s diskrétním časem. Signály se spojitým časem jsou definované v každém časovém okamžiku. Signály s diskrétním časem jsou definovány pouze v určitých diskrétních okamžicích.

Chceme-li signál se spojitým časem převést na signál s diskrétním časem tak musíme splnit podmínku pro vzorkovací frekvenci popsanou podmínkou podle Shannona-Kotělníkova, Tato podmínka je zapsaná v rovnici (6.4) volně cituji [Kreidl 2006]:

*Spojitý signál obsahující pouze frekvenční složky s frekvencemi menšími než  $f_{MAX}$  může být ze vzorků jednoznačně rekonstruován jen tehdy, pokud je vzorkovací frekvence větší než dvojnásobek  $f_{MAX}$ .*

$$f_{vz} > 2 \cdot f_{MAX} \quad , \text{ kde } \frac{f_{vz}}{2} \text{ je Nyquistova frekvence} \quad (6.4)$$

Není-li zaručena podmínka (6.4) pak dochází k aliasingu. Aliasingem rozumíme jev, při kterém je složka o frekvenci  $f > f_{vz}/2$  nahrazena novou zdánlivou složkou (6.5). Ve frekvenčním spektru se objeví nové zdánlivé (falešné) složky, které odpovídají frekvenci vyšší než je Nyquistova frekvence.

$$f_{zd} = |f - k \cdot f_{vz} / 2| \quad (6.5)$$

kde  $k$  je celé kladné číslo zvolené tak, aby platilo  $f_{zd} < f_{vz} / 2$

Reálné signály obsahují frekvenční složky větší než  $f_{MAX}$ . Proto se ze signálu složky o frekvenci vyšší než je  $f_{vz}/2$  před zpracováním pomocí číslicově digitálního převodníku odstraňují - filtrují.

Základní dělení filtrů (analogových i digitálních) je podle přenášeného frekvenčního spektra [Dostál 2004]:

- dolní a horní propust
- pásmová propust
- pásmová zadrž
- všepropustný (fázovací dvojbran)

Jiné dělení analogových filtrů je podle použitých prvků na pasivní a aktivní. Aktivní filtry obsahují oproti pasivním zesilovače, tranzistory a bývají napájeny z vnějšího zdroje.

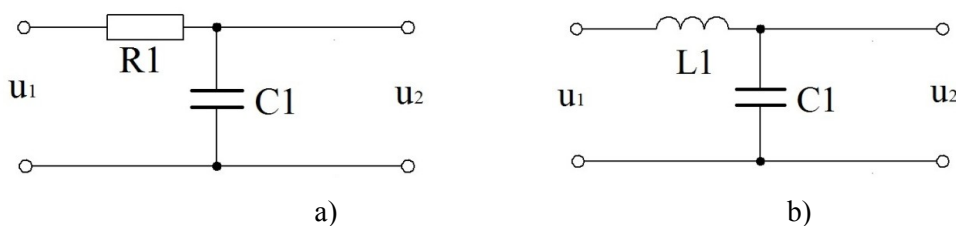
Další dělení je podle použité aproximace:

- a) Butterworthova typu (obr. 6.7) – nemá zvlnění
- b) Besselova typu – nemá zvlnění, má oproti Butterworthovu filtru širší přechodové pásmo
- c) Čebyševova typu prvního druhu, má zvlnění jen v propustné části, větší strmost než Butterworthův filtr
- d) Čebyševova typu druhého, má zvlnění jen v propustné části, větší strmost než Butterworthův filtr
- e) Eliptický (Cauerův), má zvlnění v propustné i nepropustné části, největší strmost ze všech filtrů (nejušší přechodové pásmo)

Filtry se skládají ze základních podobvodů – děličů (obr. 6.7). Tyto podobvody popisuje frekvenčně závislá přenosová funkce (6.6). Když bude alespoň jedna impedance v rovnici (6.6) frekvenčně závislá, pak je celý dělič kmitočtově závislý.

$$G(j\omega) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} \quad (6.6)$$

kde  $Z_1$  je impedance v podélné větvi a  $Z_2$  impedance v příčné

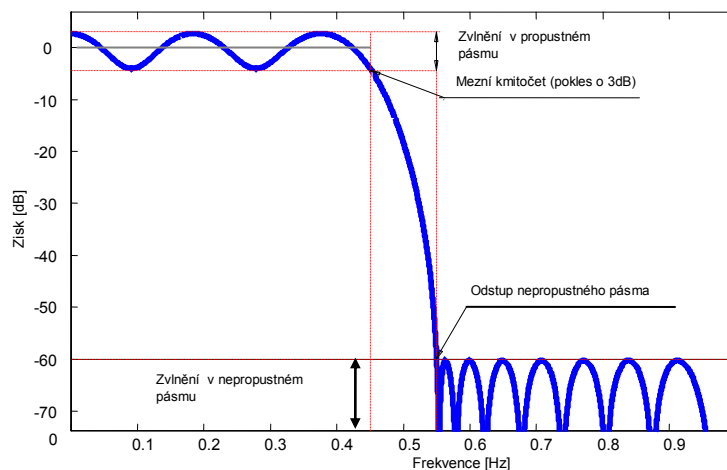


Obr. 6.7 Základní podobvody – děliče – dolní propust a) RC článek, b) LC článek

Vlastnosti filtru lze vyhodnotit podle průběhu amplitudové charakteristiky (obr 6.8). K jejímu popisu se používají následující parametry:

- mezní kmitočet  $\omega_o$  – mezní frekvence propustného pásma, je frekvence pro kterou zisk (6.7) poklesne o 3 dB.
- odstup nepropustného pásma - stopband frequency
- zvlnění v propustném pásmu - passband ripple
- zvlnění v nepropustném pásmu - stopband ripple
- útlum - stopband attenuation
- řád filtru - filter order (počet pólů přechodové funkce filtru)

$$G_{dB}(\omega) = 20 \log |G(j\omega)| \quad (6.7)$$



Obr. 6.8 Amplitudová charakteristika eliptické dolní propusti

### 6.5.1 Butterworthův filtr

Aproximace přenosové funkce filtru znamená, že obecná přenosová rovnice (6.8) popř. frekvenční přenos (6.9) jsou nahrazeny zjednodušenou rovnicí. V aproximované rovnici (6.10) pro Butterworthův filtr je ve jmenovateli Butterworthův polynom  $B(s)$ . Tento polynom je v tab. 6.4 uveden v normovaném tvaru, kde normou je mezní kmitočet  $\omega_0$ . Polynom pro daný řád filtru  $n$  se dopočítá ze vztahu (6.11) a (6.12) [Dostál 2004].

$$G(s) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{b_0 + b_1 s^1 + b_2 s^2 + \dots + b_m s^m}{a_0 + a_1 s^1 + a_2 s^2 + \dots + a_n s^n} \quad (6.8)$$

$$G(j\omega) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{b_0 + b_1 (j\omega)^1 + b_2 (j\omega)^2 + \dots + b_m (j\omega)^m}{a_0 + a_1 (j\omega)^1 + a_2 (j\omega)^2 + \dots + a_n (j\omega)^n} \quad (6.9)$$

$$G_n\left(\frac{s}{\omega_0}\right) = \frac{1}{B_n\left(\frac{s}{\omega_0}\right)} \quad (6.10)$$

$$B_n\left(\frac{s}{\omega_0}\right) = \prod_{k=1}^{\frac{n}{2}} \left[ \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 - 2\frac{s}{\omega_0} \cos\left(\frac{2k+n-1}{2n}\pi\right) + 1 \right], \text{ pro sudý řád filtru} \quad (6.11)$$

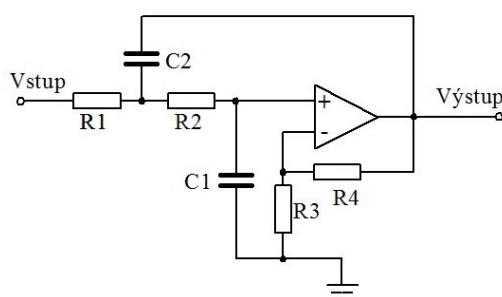
$$B_n\left(\frac{s}{\omega_0}\right) = \left(\frac{s}{\omega_0} + 1\right) \prod_{k=1}^{\frac{n-1}{2}} \left[ \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 - 2\frac{s}{\omega_0} \cos\left(\frac{2k+n-1}{2n}\pi\right) + 1 \right], \text{ pro lichý řád filtru} \quad (6.12)$$

$$n \cdot (-20) \text{ dB/dec} \quad (6.13)$$

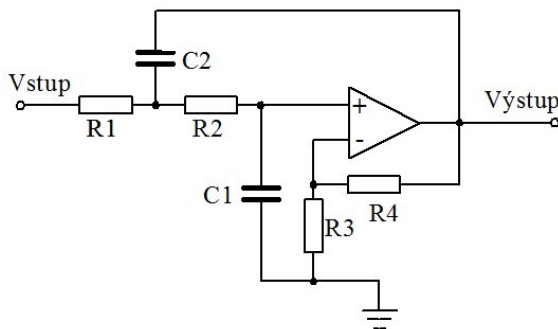
Rychlost klesání k nule (sklon) amplitudové frekvenční charakteristiky závisí na řádu filtru. Sklon se určuje v dB na dekádu z rovnice (6.13). Přesně nulové hodnoty dosahuje Butterworthův filtr až pro  $\omega \rightarrow \infty$ . Efektivně se filtr blíží nule pro hodnoty  $\omega = 2\omega_0$ . Fyzikální realizace filtrů prvního a druhého řádu je na obr. 6.9 a 6.10 [Baker 1999].

Tab. 6.5 Butterworthův polynom

n řád filtru	$B(s)$
1	$\left(1 + \frac{s}{\omega_0}\right)$
2	$\left[1 + \sqrt{2} \frac{s}{\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2\right]$
3	$\left(1 + \frac{s}{\omega_0}\right) \left[1 + \frac{s}{\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2\right]$
8	$\left[\left(\frac{s}{\omega}\right)^2 + 0,3902 \cdot \frac{s}{\omega} + 1\right] \left[\left(\frac{s}{\omega}\right)^2 + 1,1111 \cdot \frac{s}{\omega} + 1\right] \left[\left(\frac{s}{\omega}\right)^2 + 1,6629 \cdot \frac{s}{\omega} + 1\right] \left[\left(\frac{s}{\omega}\right)^2 + 1,9616 \cdot \frac{s}{\omega} + 1\right]$



Obr. 6.9 Butterworthův filtr 2. řádu (dolní propust')



Obr. 6.10 Butterworthův filtr 1. řádu (dolní propust')

Pro praktickou realizaci lze vybírat ze širokého spektra filtrů nabízených různými výrobci. V profesionálních analyzátoch se používají analogové eliptické filtry.

### 6.5.2 Eliptický filtr (Cauerova aproximace)

Pro tyto filtry je charakteristické zvlnění v propustném i nepropustném pásmu. Rovnice (6.14) popisuje Cauerovu aproximaci. Příklad charakteristiky eliptického filtru je na obr. 6.8. Výhodou je nulový přenos na mezních frekvencích [Dostál 2004].

$$G_n\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 R_n^2(\xi, \omega/\omega_0)}} \quad (6.14)$$

kde  $\varepsilon$  je činitel zvlnění;  $\xi$  je činitel selektivity.

## 6.6 Analogově číslicový (A/D) převodník

Číslicově digitální převodník převádí předem normovaný upravený signál na digitální 12bitový signál. V modelu je použitý ideální převodník. Pro analogový signál napětí od -4 V do +4 V (nedosažitelné) se LSB určí výpočtem ze vztahu (6.15).

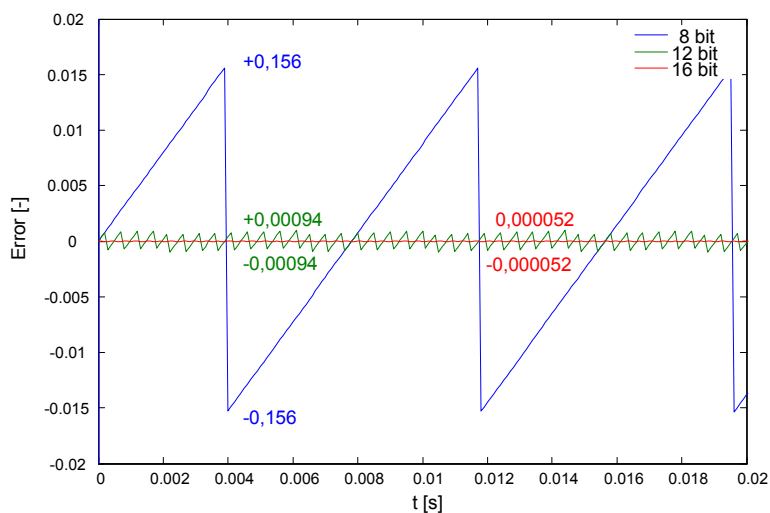
$$(U_{Max} - U_{Min}) / 2^8 \cong 0,031 \text{ V} \quad (6.15)$$

$$(U_{Max} - U_{Min}) / 2^{12} \cong 0,002 \text{ V}$$

$$(U_{Max} - U_{Min}) / 2^{16} \cong 0,0001 \text{ V}$$

Výřez z časové osy takto zpracovaných signálů pro různé rozlišení převodníků je na obr. 6.11.

Chyba amplitudy signálu během analogově digitálního převodu způsobí kvantovací šum v signálu. K hodnocení tohoto šumu slouží parametr S/N [Tůma 1997]. Je to poměr efektivní hodnoty užitečného (nezkresleného signálu k efektivní hodnotě kvantovacího šumu. Uvádí se v dB vztah (6.16). Výsledné hodnoty poměru signál k šumu jsou v tabulce 6.6.



Obr. 6.11 Chyba amplitudy signálu získaného z ideálního A/D převodníku s různým rozlišením (8, 12, 16 bitů)

$$S/N_{dB} = 20 \log 2^{m-1} \sqrt{6}; \quad (6.16)$$

kde  $m$  je rozlišení převodníku, nejčastěji 8, 12, 16, 24

Tab.6.6 Vlastnosti A/D převodníků

Rozlišení A/D [bit]	$(U_{Max} - U_{Min}) / 2^{Rozlišení}$ [V]	Max $S/N_{dB}$ [dB]
8	0,031	50
12	0,002	74
16	0,00012	98
24	0,00000048	146

### 6.6.1 Dělení analogově – číslicových převodníků

Analogově číslicové převodníky (A/Č) se dělí podle způsobu, jak tento převod realizují [Beneš 2000]:

- přímé převodníky – přímo převádí měřenou veličinu na číslicový signál (kvantování). Patří sem komparační a kompenzační převodníky.
- nepřímé převodníky – převádí měřenou veličinu na čas nebo frekvenci, tento nový signál se kvantuje a případně integruje.

Jiné dělení vychází z předpokladu, že při A/Č převodu se nejdříve signál vzorkuje (1. etapa) a následně filtruje a decimuje (2. etapa) [Tůma 2009]:

- Nyquist rate – při tomto převodu je vzorkovací frekvence na vstupu i výstupu stejná
- Oversampled – frekvence po druhé etapě (na výstupu) je menší než na vstupu.



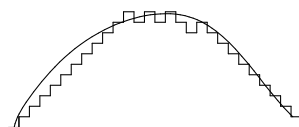
Mezi převodníky typu Nyquist rate patří komparační (Flash) a kompenzační převodníky (Nyquist rate – successive approximation).

Výhodou Flash převodníků je velká rychlost (minimální zpoždění), protože k převodu dojde v jednom taktu. Nevýhodou je nízké rozlišení, vyšší cena, potřeba dodatečné antialiasingové filtrace.

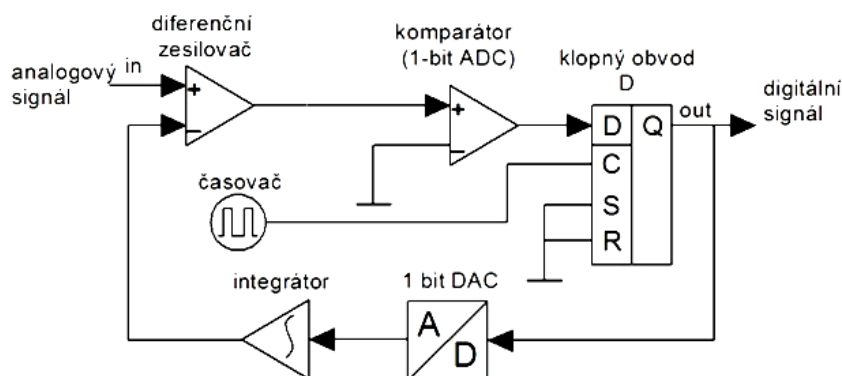
Kompenzační (přírůstkové) převodníky převádí měřenou veličinu postupně tak, že v každém taktu se hodnota kompenzačního napětí mění o kvantum. Získané kompenzační napětí se porovná s měřeným signálem, a když je rozdíl mezi měřeným signálem větší než kvantum, tak dojde ke změně kompenzačního napětí. Pokračuje se, dokud není chyba měření menší než kvantum. Doba trvání měření závisí na velikosti měřené veličiny (není konstantní). Zvýšení rychlosti se dosahuje např. metodou postupné aproximace. Výhodou komparačního převodníku je dostatečná rychlost, nevýhodou je nízké rozlišení a potřeba dodatečné antialiasingové filtrace.

### 6.6.2 Převodník Sigma – Delta

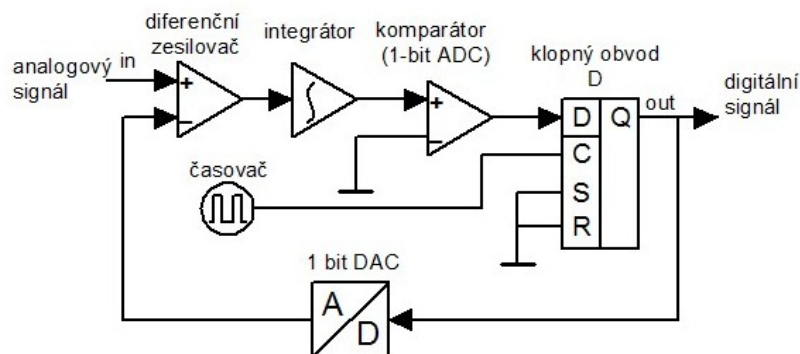
Převodník sigma-delta patří mezi analogově-číslicové převodníky typu oversampled, tj. převodníky, které převádí analogový signál na číslicový ve dvou krocích. Získaný analogový signál se moduluje pomocí sigma-delta modulátoru, jehož součástí je pomocí 1bitového komparátoru (obr. 6.12). Princip delta a sigma-delta modulace je na (obr. 6.13-6.14) [Háze 2011]].



Obr. 6.12 Kvantování s využitím Delta modulace

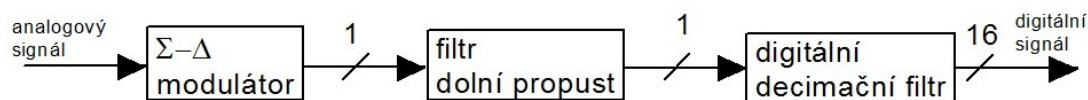


Obr. 6.13 Princip převodníků: Delta modulace



Obr. 6.14 Princip převodníků: Sigma - Delta modulace

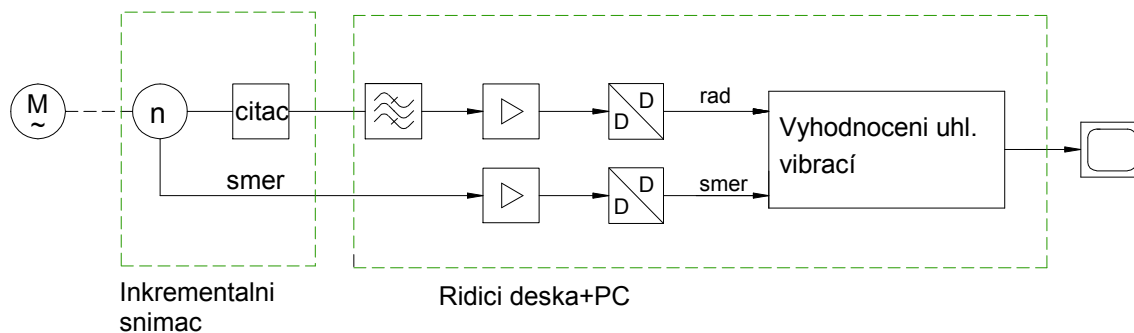
Z modulátoru získáme digitální signál, který se dále filtruje dolnoproustným digitálním filtrem a následně se decimuje (obr. 6.15). Získaný výsledný digitální signál má nižší vzorkovací frekvenci, než jakou se vzorkoval vstupní analogový signál v modulátoru. Výhodou převodníku sigma-delta je rozlišení až 24 bitů, nevyžaduje antialiasingovou filtraci. Nevýhodou je velké zpoždění dané řádem dolnoproustného filtru.



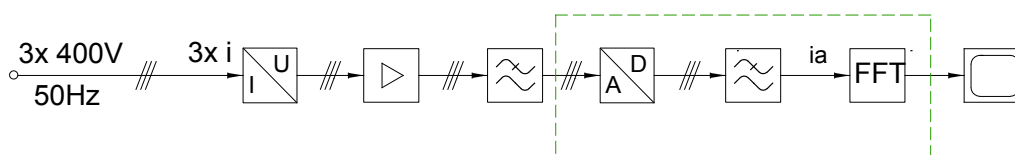
Obr. 6.15 Základní systém převodníku sigma delta

## 7. Blokové schéma měřicího systému

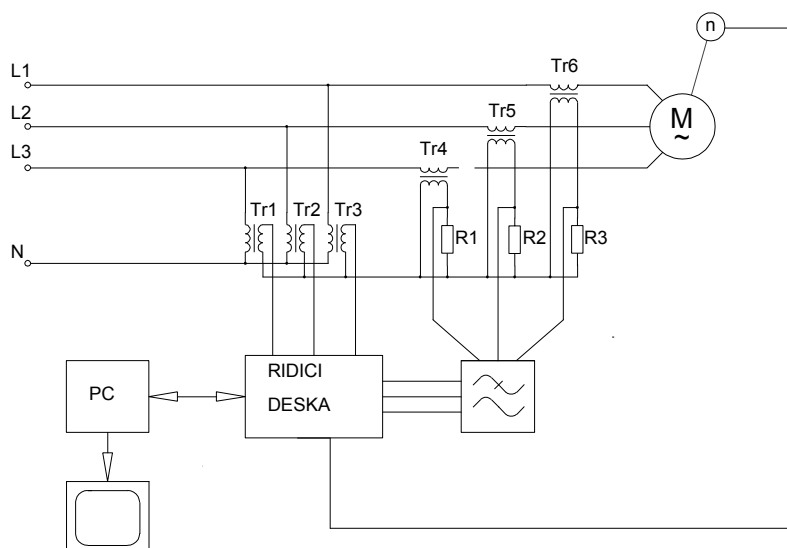
V navrženém blokovém schématu jsou použity bloky popsané v kapitole 6. Na obr. 7.1 je uvedeno blokové schéma pro hodnocení úhlových kmitů a na obr. 7.2 pro měření a zpracování statorových proudů. Tyto bloky jsou použity v simulačním modelu, kde je skutečný motor nahrazen modelem s poruchou. Simulační model byl sestaven v aplikaci Matlab-Simulink. Silová část měřicího obvodu je na obr. 7.3.



Obr. 7.1 Blokové schéma pro měření úhlových kmitů



Obr. 7.2 Blokové schéma pro měření proudových spekter

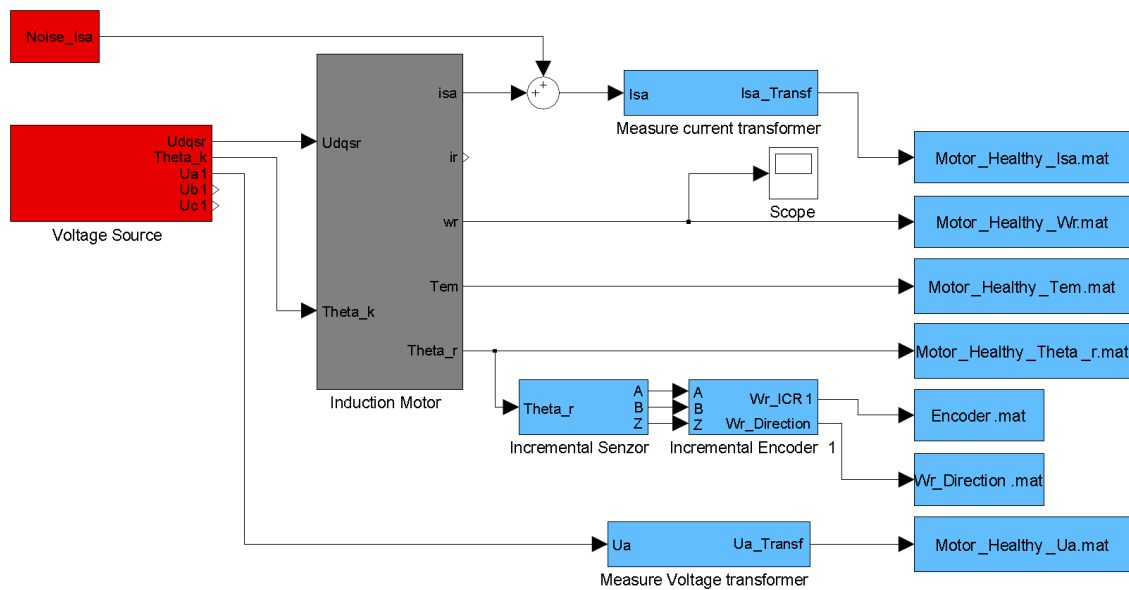


Obr. 7.3 Silová část měřicího systému

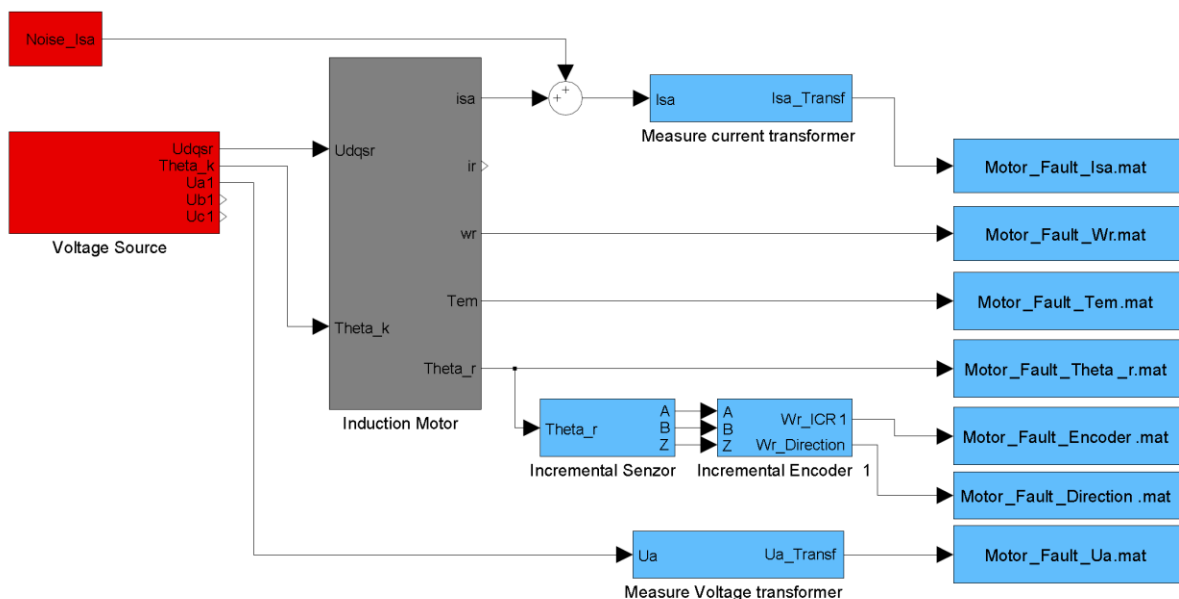
## 8. Simulace asynchronního motoru s kotvou nakrátko

Simulaci provádím v několika krocích.

- Simuluji asynchronní motor bez poruchy (obr. 8.1) a vypočtené parametry ukládám do souborů: Motor\_Healthy\_Isa.m; Motor\_Healthy\_Wr.m; Motor\_Healthy\_Tem.m
- Simuluji asynchronní motor s poruchou (obr. 8.2) a vypočtené hodnoty ukládám do souborů: Motor\_Fault\_Isa.m; Motor\_Fault\_Wr.m; Motor\_Fault\_Tem.m
- V posledním kroku je provedena spektrální analýza získaných průběhů proudů a okamžité úhlové rychlosti u dobrého motoru a motoru s poruchou. Vzájemným porovnáním spekter motoru bez poruchy a motoru s poruchou se rozhoduje o stavu motoru.



Obr. 8.1 Asynchronní motor bez poruchy



Obr. 8.2 Asynchronní motor s poruchou

## 8.1 Volba numerické metody pro simulaci

Při provádění simulace lze nastavit parametry, za kterých simulace probíhá. Hlavní požadavek je získat přesná data a zároveň co nejvíce zkrátit čas potřebný pro simulaci.

V simulačním programu Matlab - Simulink lze volit numerické metody řešení diferenciálních rovnic. Algoritmy řešičů ode45 a ode23 jsou sestaveny jako jednokroková metoda, které vychází z Rungovi-Kuttovi metody podle rovnice (8.1) [Noskievič 1996].

$$y_{i+1} = y_i + h \cdot \sum_{j=1}^r w_j k_j \quad (8.1)$$

$$h = t_{i+1} - t_i, \quad k_1 = f(t_i, y_i), \quad k_j = f(t_i + \alpha_j h, y_i + \mu_j h k_{j-1})$$

$$j = 2, 3, \dots, r, \quad \text{kde } r \text{ je řád metody, } \alpha_j, \mu_j, w_j \text{ jsou konstantní parametry}$$

Vícekové metody používají k vyjádření okamžitého stavu několika předchozích stavů, sem patří např. metoda ode113 (Adams-Bashforth-Moulton řádu 1-13) což je prediktor-korektorová metoda. Při hledání řešení pomocí ode113 pro  $y_{i+1}$  musíme znát počáteční podmínku  $y_0$  a dopočítáme pomocí jednokrokové prediktorové metody hodnoty v bodech  $y_1$  až  $y_k$  (používá se metoda ode45 – Rungova-Kuttova 4. řádu). Pomocí prediktorové Adams-Bashfothovy metody prvního řádu (10.2) určíme  $y_{i+1}^P$  a korektorovou Adams-Moultonovou metodou 13. řádu určíme  $y_{i+1}^C$ . Odečtením  $y_{i+1}^P$  od  $y_{i+1}^C$  (8.4) získám hodnotu chyby. Je-li chyba  $E_T(t_{i+1})$  menší než požadovaná stanovená mez, pak máme řešení  $y_{i+1} = y_{i+1}^C$ . Jinak  $y_{i+1}^P = y_{i+1}^C$  a počítá se znovu  $y_{i+1}^C$  a  $E_T(t_{i+1})$ . Při hledání řešení se pokračuje tak dlouho, dokud chyba řešení není menší nebo rovna stanovené mezi.

$$y_{i+1}^P = y_i + \frac{h}{2} \cdot (3f_i - f_{i-1}) \quad (8.2)$$

$$y_{i+1}^C = y_i + h \sum_{j=0}^k b_{kj} f_{i+1-j} \quad (8.3)$$

$$E_T(t_{i+1}) \approx |y_{i+1}^P - y_{i+1}^C| \quad (8.4)$$

Když platí, že  $E_T(t_{i+1}) \leq$  Stanovená mez, tak je hledaná hodnota bodu  $y_{i+1} = y_{i+1}^C$  jinak  $y_{i+1}^P = y_{i+1}^C$  a opakovaně se řeší rovnice (8.3) a (8.4).

V tab. 8.1 jsou uvedeny nastavené parametry pro různé použité numerické metody řešení a také je uveden čas výpočtu. Výpočty byly prováděny na PC s procesorem Intel Core2 Duo CPU P7350 2GHz, RAM 3GB, operační systém Windows Vista. Podle doby trvání je nejvýhodnější numerická metoda ode113 (Adams-Bashforth-Moulton), jejíž použití zkrátilo čas simulace o 45 %.

Na základě frekvenčních spekter získaných při řešení modelu jsem pro další používání zvolil metodu ode113 Adams.

Tab. 8.1 Porovnání časů simulace pro různé řešiče s modelem motoru bez poruchy

Solver	Ode 45 Dormand-Prince	Ode 113 Adams	Ode 113 Adams	Ode 23 Bogacki-Shampine
Type	Variable-step			
Max step size	0.001	0.001	0.000001	0.001
Relative tolerance	1e-3	1e-3	1e-6	1e-3
Absolute tolerance	1e-3	1e-3	1e-6	1e-3
Simulation time	0-2 s	0-2 s	0-2s	0-2 s
Čas simulace - skutečný	5min 50s	3min 12 s	3min 20s	3min 58s

## 8.2 Výsledky simulací získané pomocí modelu asynchronního motoru s poruchou rotoru

Na vytvořeném modelu motoru ověřuji, zda je možné pomocí vytvořeného simulačního modelu odhalit chybu motoru. Proběhly simulace uvedené v tabulce 8.2.

Simuloval se motor:

SIEMENS 3 fázový asynchronní,  $2p=4$ , 50 Hz, Y 230 V,  $1440 \text{ min}^{-1}$ , 8,2 A, 4 kW, AH112, typ 1LA7 113-4AA [SIEMENS 2006]

Tab. 8.2 Provedené simulace

Č. měření	Otáčky $\omega_r$ bez zátěže [ rad/s ]	Zátěž/čas [ Nm ]/[ s ]	Otáčky $\omega_r$ se zátěží [ rad/s ]	Poznámky
001_Dobry_motor	157,1	7/ 0,8	149,2	Skluz 5%
002_Porucha rotorové tyče	157,1	7/ 0,8	147,7	Skluz 6%, otáčky se zátěží, nerovnoměrné
004_Dobry_motor2	157,1	-	-	Snížené napětí na 40% jmenovitého
005_Porucha rotorové tyče	157,1	-	-	Snížené napětí na 40% jmenovitého

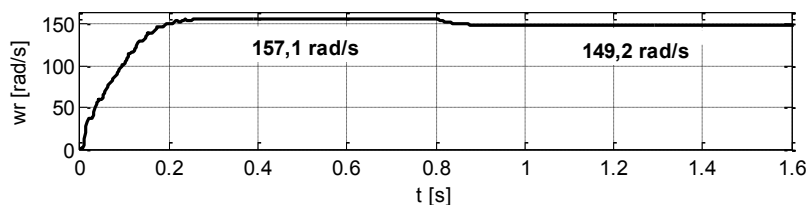
### 8.2.1 Výsledky simulace motoru bez poruchy

Po dosažení rovnoměrných otáček byl motor zatížen konstantním momentem. Zatížení se projevilo poklesem otáček (obr. 8.4) a zvýšením statorového proudu (obr. 8.5). Tyto změny je možné zaznamenat pouhým okem.

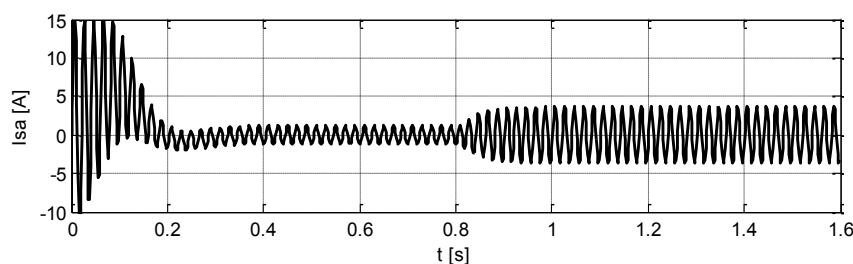
Další změny se projevily ve frekvenčních spektrech sledovaných veličin:

- *úhlová rychlost*  $\omega_r$  (obr. 8.4) - střední hodnota úhlové rychlosti je 149,2 rad/s (se zátěží), to odpovídá hodnotě frekvence 23,75 Hz.
- *statorový proud*  $I_{sa}$  (obr. 8.5) - je střídavý signál, frekvence proudu (obr. 8.6) je rovna síťové frekvenci 50 Hz.
- *moment*  $M$  (obr. 8.7) - střední hodnota momentu bez zátěže je nulová, se zátěží je rovna zatěžovacímu momentu.

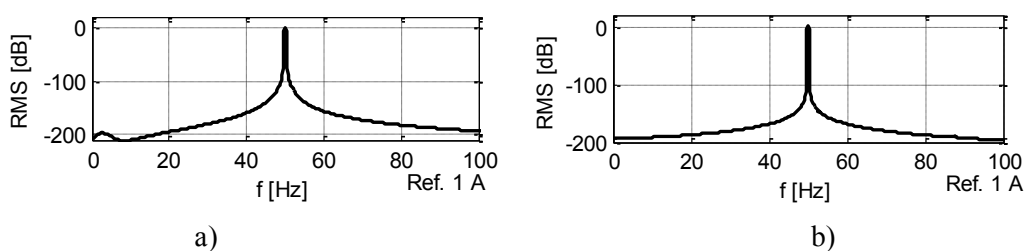
- rotorový proud  $I_r$  (obr. 8.8) - při zatížení je rotorový proud zvlněný signál, střední hodnota je nulová. Frekvence signálu je 2,5 Hz (obr. 8.9) .



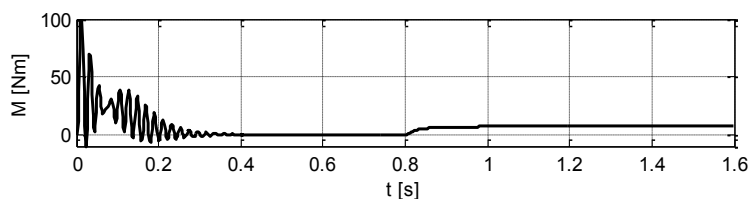
Obr. 8.4 Motor bez poruchy, časový průběh úhlové rychlosti, zátěž začala působit v čase 0,8 s



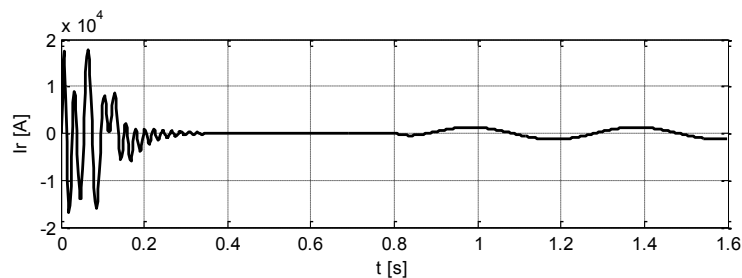
Obr. 8.5 Motor bez poruchy, časový průběh statorového proudu, zátěž začala působit v čase 0,8 s



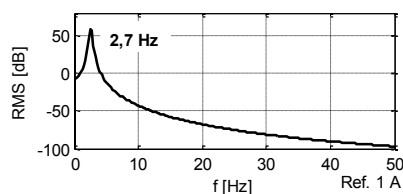
Obr. 8.6 Motor bez poruchy, frekvenční spektrum statorového proudu a) bez zátěže b) se zátěží



Obr. 8.7 Motor bez poruchy, časový průběh momentu (zátěž začala působit v čase 0,8 s)



Obr. 8.8 Motor bez poruchy, časový průběh rotorového proudu (zátěž začala působit v čase 0,8 s)

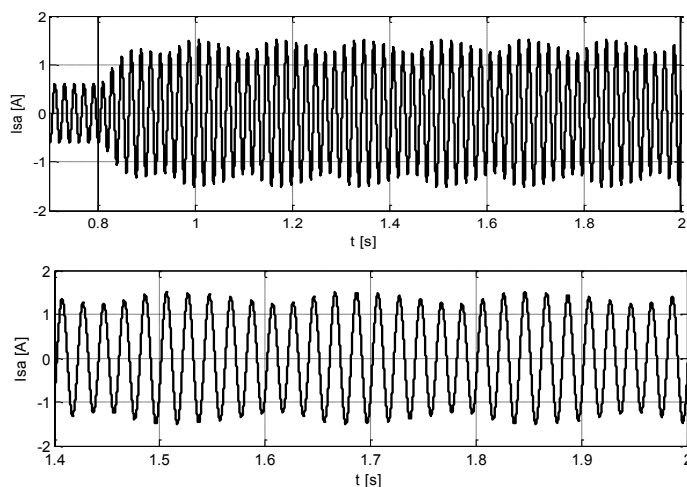


Obr. 8.9 Motor bez poruchy, frekvenční spektrum rotorového proudu se zátěží

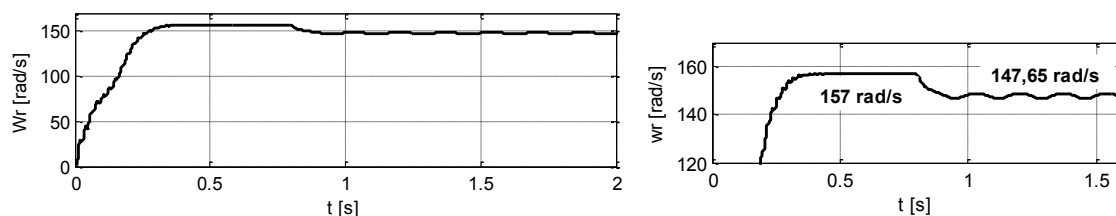
### 8.2.2 Výsledky simulace motoru s poruchou

Tuto simulaci lze realizovat tak, že porucha působí od začátku tj. od spuštění motoru. Při velké poruše rotorového vinutí se motor neroztočí. Další možnost je simulovat poruchu po ustálení otáček. Dále jsou uvedeny výsledky modelu s poruchou působící od spuštění motoru. Motor je po dosažení rovnoměrných otáček v čase 0,8 s od startu zatížen konstantním momentem. Zatížení se projevilo poklesem otáček, zvýšením statorového a rotorového proudu. Získané časové průběhy sledovaných veličin u zatíženého motoru jsou ovlivněné poruchou rotorového vinutí:

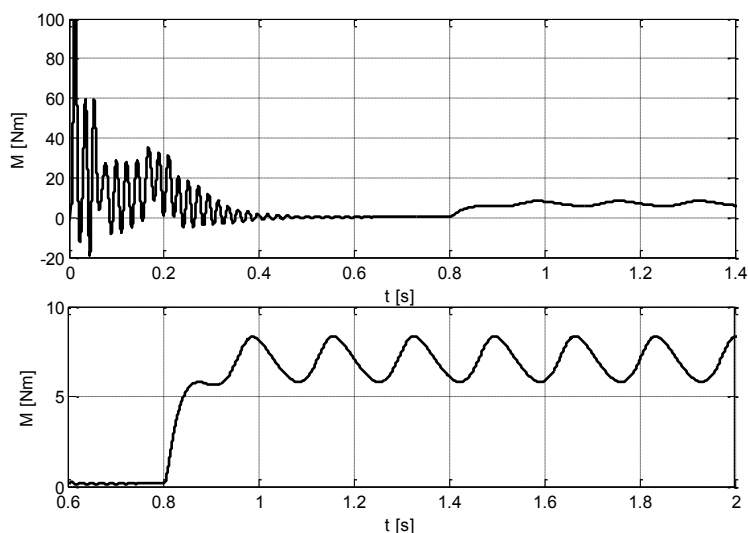
- *statorový proud*  $I_{sa}$  (obr. 8.10) - signál statorového proudu je amplitudově modulovaný. Nosná frekvence je rovna síťové frekvenci (50 Hz). Frekvence modulačního signálu je 6 Hz (obr. 8.14).
- *úhlová rychlost*  $\omega_r$  (obr. 8.11) - úhlová rychlost kolísá kolem střední hodnoty, střední hodnoty 147,65 rad/s, to odpovídá frekvenci 23,5 Hz (obr. 8.15). Frekvence modulačního signálu je 6 Hz.
- *moment*  $M$  (obr. 8.12) - moment kolísá. Frekvence modulačního signálu je 6 Hz (obr. 8.16).
- *rotorový proud*  $I_r$  (obr. 8.13) – rotorový proud je modulovaný signál, střední hodnota je nulová. Frekvence modulačního signálu je 3 Hz (obr. 8.17).

Obr. 8.10 Motor s poruchou časový průběh statorového proudu  $I_{sa}$ , spodní obrázek je detail (zátěž začala působit v čase 0,8 s)

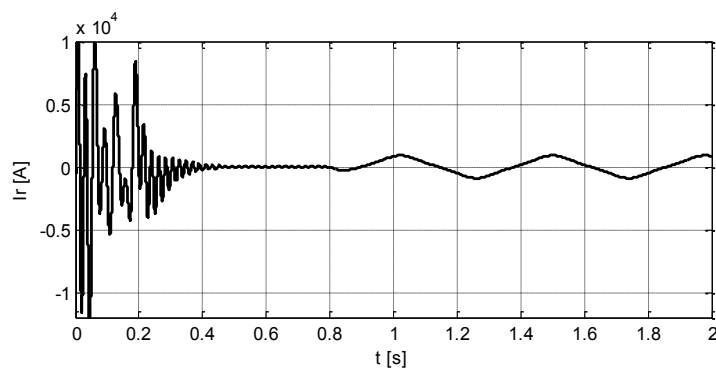




Obr. 8.11 Motor s poruchou, časový průběh úhlové rychlosti  $\omega_r$  a detail (zátěž začala působit v čase 0,8 s)



Obr. 8.12 Motor s poruchou, časový průběh krouticího momentu, spodní obrázek je detail (zátěž začala působit v čase 0,8 s)



Obr. 8.13 Motor s poruchou, časový průběh rotorového proudu (zátěž začala působit v čase 0,8 s)

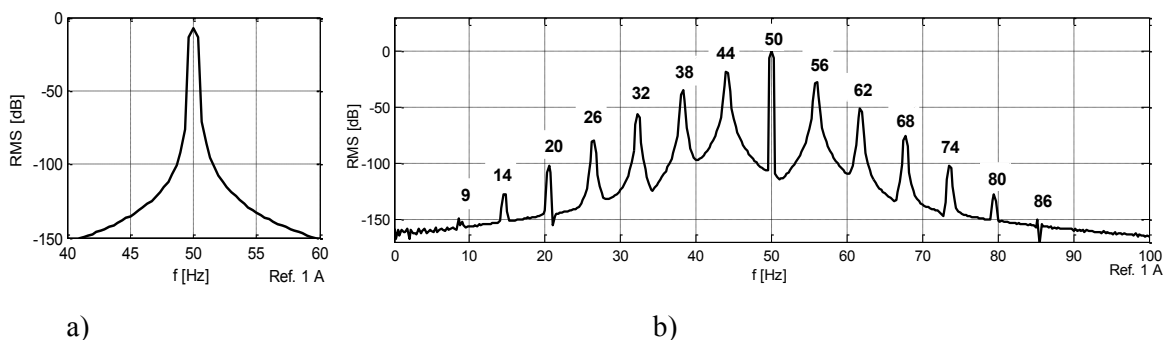
Porucha symetrie vinutí rotoru způsobená poruchou rotorové tyče se projeví ve spektru statorového proudu výraznými čarami. Tyto čáry jsou posunuté od síťové frekvence podle vztahu (1.11):

$$f_{porucha} = f(1 \pm 2s) .$$

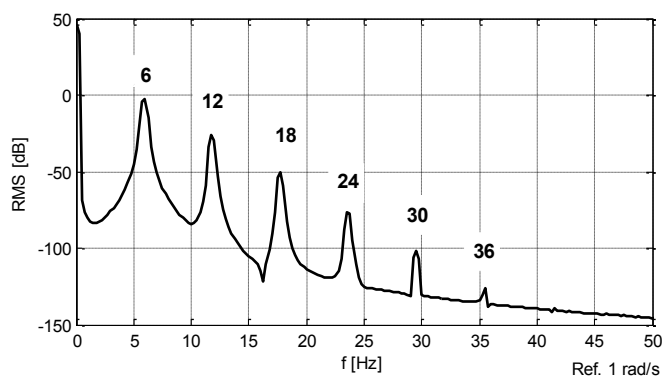
$$s = \frac{f - Pf_r}{f} \quad (8.5)$$

$$f_{porucha} = f(1 \pm k \cdot 2s) , \text{ kde } k \text{ je celé kladné číslo} \quad (8.6)$$

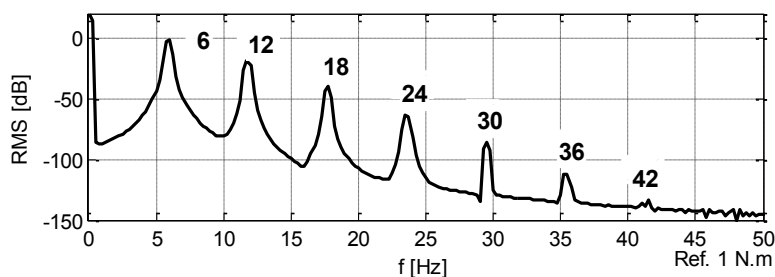
Podle rovnice (8.5) pro skluz 6 % (tab. 8.2) je poruchová frekvence  $f_{porucha}$  pro  $k=1$  rovna 44 Hz a 56 Hz. Podle grafu na obr. 8.14 mají spektrální čáry frekvenci 44 Hz a 56 Hz. Další spektrální čáry jsou posunuté o 6 Hz. Rovnice (8.6) platí pouze pro zatížený motor. U nezatíženého motoru je frekvenční spektrum podobné spektru motoru bez poruchy.



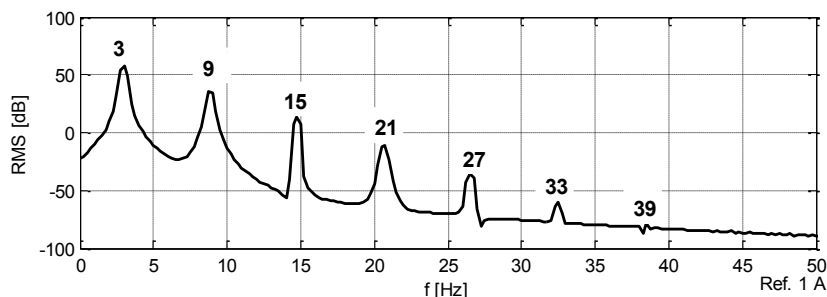
Obr. 8.14 Motor s poruchou, frekvenční spektrum statorového proudu a) bez zátěže b) se zátěží



Obr. 8.15 Motor s poruchou, frekvenční spektrum úhlové rychlosti se zátěží



Obr. 8.16 Motor s poruchou, frekvenční spektrum momentu se zátěží



Obr. 8.17 Motor s poruchou, frekvenční spektrum rotorového proudu se zátěží

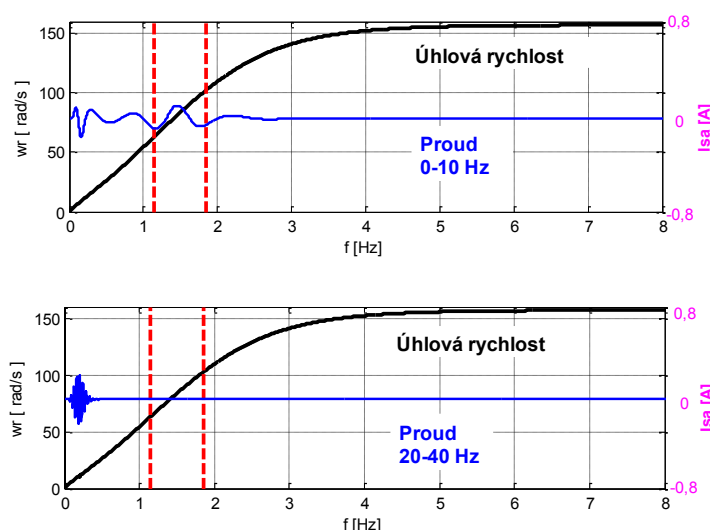
Porovnáme-li zatížený motor bez poruchy s motorem s poruchou, tak lze na základě zobrazených spekter vyslovit předpoklad, že každá veličina, kterou budeme měřit na motoru, bude ovlivněna poruchou rotorové tyče. Ve spektru jsou nová maxima posunutá od síťové frekvence o násobek skluzu (tab. 8.3).

Tab. 8.3 Spektra získaná ze simulací

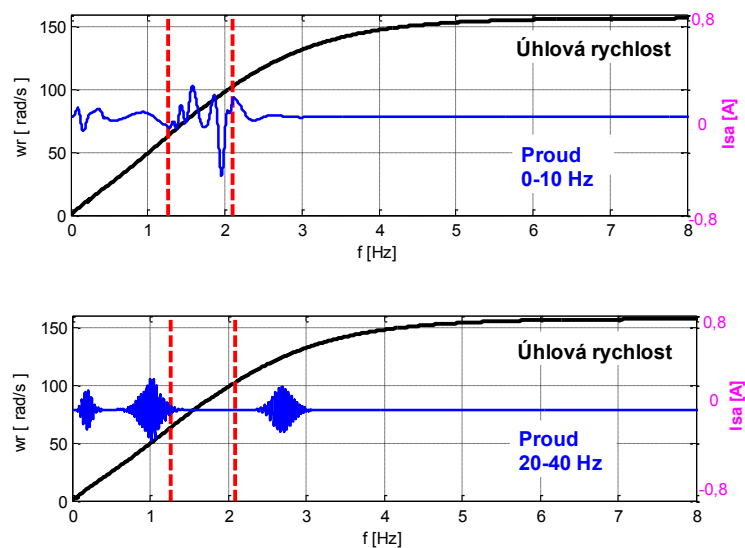
Č. měření	Motor bez poruchy		Motor s poruchou	
	Bez zátěže	Se zátěží	Bez zátěže	Se zátěží
Statorový proud	$f$	$f$	$f$	$f_{porucha} = f(1 \pm k \cdot 2s)$
Otáčky	$f$	-	$f$	$f_{porucha} = 2kfs$
Moment	$f$	$f$	$f$	$f_{porucha} = 2kfs$
Rotorový proud	$f$	2,5 Hz	$f$	$f_{porucha} = fs(1 + 2k)$

### 8.3 Výsledky simulace pro rozběhovou metodu

Podle [Bernát 2006] je nezbytné při rozběhové metodě prodloužit čas rozběhu alespoň na dvě sekundy a motor se musí napájet harmonickým napětím. Prodloužení doby lze realizovat snížením napájecího napětí na 40 % jmenovitého. Při simulaci byl proud filtrován pomocí Butterworthova filtru typu dolní propust' 8. řádu s mezní frekvencí 10 Hz. U motoru s poruchou symetrie rotoru je na křivce časové závislosti proudu zakmitání (obr. 8.19). U motoru bez poruchy je pouze malé zakmitání (obr. 8.18).



Obr. 8.18 Časová závislost úhlové rychlosti a filtrovaného proudu pro rozběhovou metodu pro motor bez poruchy



Obr. 8.19 Časová závislost úhlové rychlosti a filtrovaného proudu pro rozběhovou metodu pro motor s poruchou

## 9. Měření proudu u asynchronního motoru s kotvou nakrátko

Pro ověření výsledků získaných ze simulací jsem použil měření provedená na VŠB Ostrava, Fakultě elektrotechniky a informatiky, katedře elektroenergetiky na skutečném motoru [Foldyna 2006].

Měřil se motor:

MEZ 3fázový asynchronní,  $2p=6$ , 50 Hz, Y 500 V,  $945 \text{ min}^{-1}$ , 4 A, 2,2 kW, AH112, typ AF422/6

Byla provedena 3 měření uvedená v tabulce 9.1.

Měření se provádělo pomocí osciloskopu (Yokogawa), měřil se proud fází statoru

Výsledky měření budou diskutovány v dalších odstavcích.

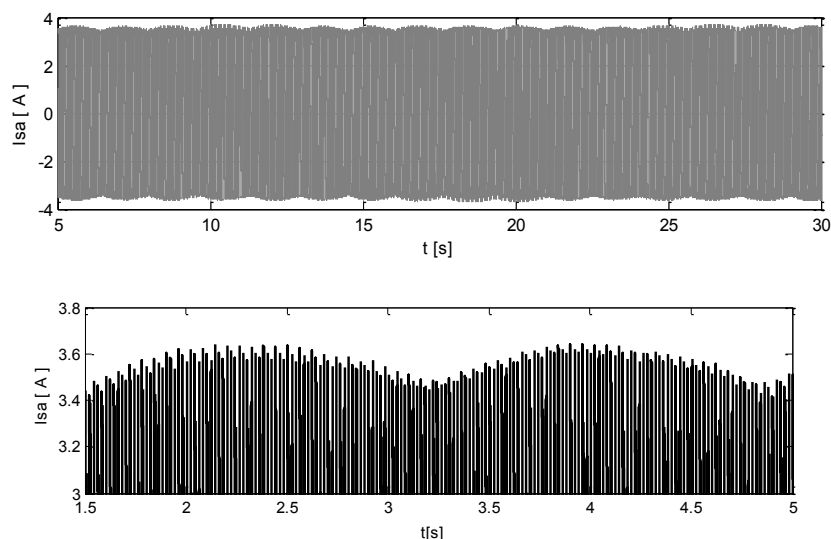
Tab. 9.1 Provedená měření

Č. měření	Měřená veličina	Pozn.
TYC001_CH5 porucha, se zátěží	Statorový proud	Otáčky 945 ot/min
TYC002_CH5 porucha, bez zátěže	Statorový proud	
TYC003_CH5 rozběh, statorový proud	Statorový proud	snížené napětí 150V

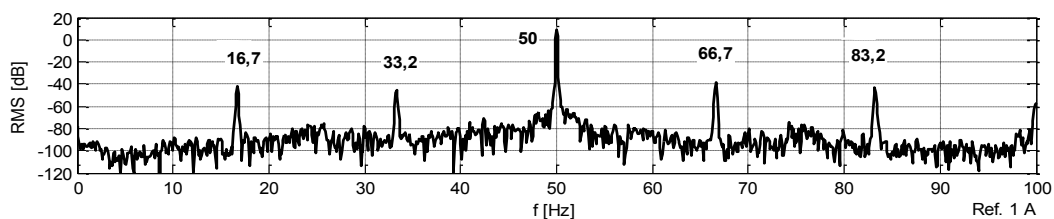
Pro snadné zpracování naměřených spekter byla navržena aplikace v Matlabu, která zobrazí pouze maxima – špičky z frekvenčních spekter. Jsou zobrazeny pouze ty spektrální čáry, které převyšují okolí o zadanou velikost (hodnotí se poměr absolutní velikosti sousedních čar a posuzované čáry). Změnou pomocného koeficientu se zobrazí všechna maxima se zvětšujícím se hodnotou koeficientu, přibývají v pomocném spektru čáry.

### 9.1 Běh - statorový proud, bez zatížení (TYC001\_CH5)

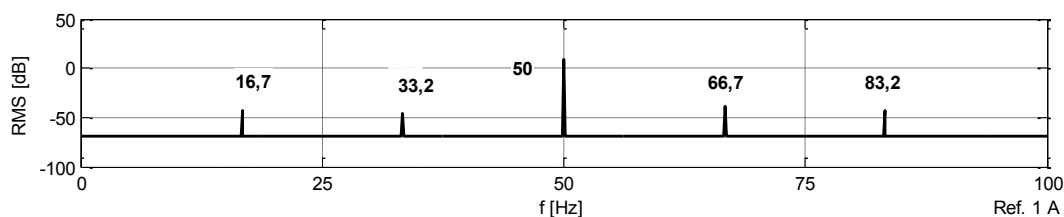
Po rozběhu motoru bez zátěže se měřil statorový proud. Na získaném časovém průběhu (obr. 9.1) je vidět zvlnění. Toto zvlnění odpovídá otáčkám motoru naprázdno. Naměřená data pro statorový proud se převedla do frekvenční oblasti (obr. 9.2 - 9.3) a vygenerovala se tabulka 9.2. Ve spektru je hlavní čára odpovídající první harmonické (50 Hz) a čáry odpovídající rychlosti otáčení. Motor se otáčí s frekvencí 16,76 Hz, to odpovídá frekvenci  $50 \text{ Hz}/3 = 16,7 \text{ Hz}$  (po zohlednění přesnosti FFT). Frekvence 33,38 Hz odpovídá dvojnásobku otáčkové frekvence.



Obr. 9.1 Časový průběh statorového proudu motoru s poruchou rotorové tyče (dole zvětšený detail) bez zátěže (TYC001\_CH5)



Obr. 9.2 Frekvenční spektrum statorového proudu motoru s poruchou rotorové tyče bez zátěže (TYC001\_CH5)



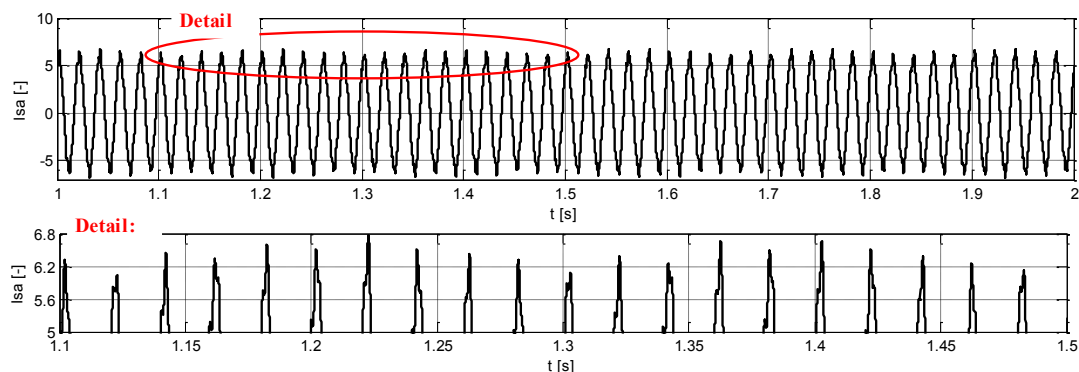
Obr. 9.3 Frekvenční spektrum statorového proudu motoru s poruchou rotorové tyče bez zátěže se zvýrazněnými maximy (TYC001\_CH5)

Tabulka 9.2 Frekvence, amplituda a fáze ze spektra statorového proudu u motoru s poruchy bez zátěže (TYC001\_CH5)

Poř.č.	f [Hz]	RMS [dB]	Fáze [°]
1	16,67	-18,63	7,88
2	33,22	-21,66	-67,85
3	50,00	3,85	8,17
4	66,67	-18,18	-177,63
5	83,22	-20,36	148,44

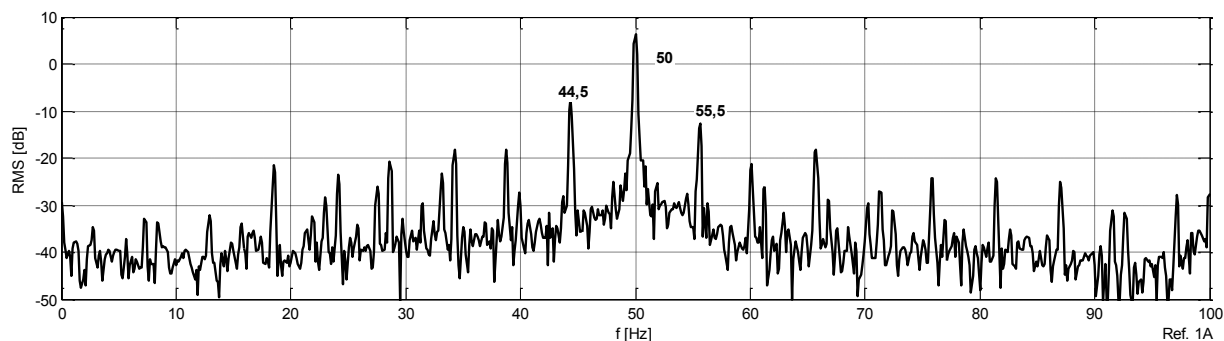
## 9.2 Běh - statorový proud, se zatížení (TYC002\_CH5)

Motor se zatížil momentem a měřil se statorový proud. Na získaném časovém průběhu (obr.9.4) je na detailu vidět zvlnění. Toto zvlnění je vyvoláno poruchou rotorového vinutí motoru se zátěží.

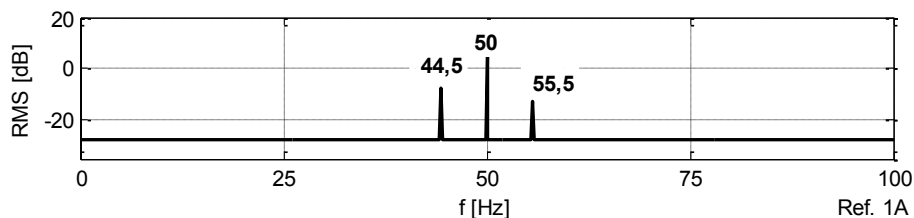


Obr. 9.4 Časový průběh statorového proudu motoru s poruchou rotorové tyče (dole zvětšený detail) se zátěží (TYC002\_CH5)

Naměřená data pro statorový proud se převedla do frekvenční oblasti (obr. 9.5) a (obr.9.6) a zapsala do tabulky 9.3. Ve spektru je hlavní čára odpovídající první harmonické (50Hz) a další čáry odpovídající poruše rotorového vinutí (44,5 Hz, 55,5 Hz).



Obr. 9.5 Frekvenční spektrum statorového proudu u motoru s poškozenou rotorovou tyčí (TYC002\_CH5)



Obr. 9.6 Frekvenční spektrum statorového proudu u motoru s poškozenou rotorovou tyčí se zvýrazněnými maximy (TYC002\_CH5)

Tabulka 9.3 Frekvence, efektivní hodnota amplitudy a fáze ze spektra statorového proudu motoru s poruchou rotorové tyče, červeně zvýrazněný vliv poruchy rotorového vinutí (TYC003\_CH5)

Poř.č.	f [Hz]	RMS [dB]	Fáze [°]
1	18,5	-21,49	75,13
2	24,1	-23,52	-143,94
3	28,6	-20,64	-173,61
4	33,1	-23,21	175,30
5	34,3	-18,26	102,44
6	38,8	-18,20	165,54
7	44,5	-7,37	-98,81
8	50,0	6,20	90
9	55,5	-12,57	81,21
10	60,1	-21,28	-167,64
11	65,8	-18,23	79,93
12	75,8	-24,34	67,60

Otáčky motoru jsou 945 ot/min. Ze vztahů (8.5) a (8.6)  $s = \frac{f - Pf_r}{f}$  a  $f_{porucha} = f(1 \pm k \cdot 2s)$  se určí skluz a frekvence, odpovídající poruše rotorového vinutí.

$$s = \frac{f - Pf_r}{f} = \frac{50 - 3 \cdot 945 / 60}{50} = 0,055$$

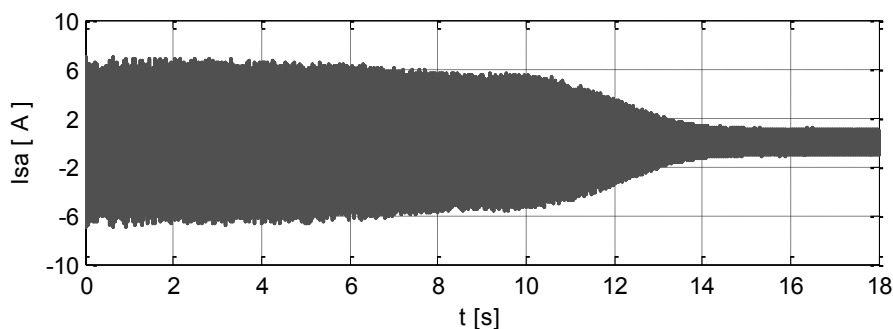
$$f_{porucha} = f(1 \pm k \cdot 2s) = 50(1 - 1 \cdot 2 \cdot 0,055) = 44,5 \text{ Hz}$$

$$f_{porucha} = f(1 \pm k \cdot 2s) = 50(1 + 1 \cdot 2 \cdot 0,055) = 55,5 \text{ Hz}$$

Vypočtené hodnoty frekvencí odpovídající poruše jsou shodné s frekvencemi naměřenými (44,5 Hz, 55,6 Hz). Vzorkovací frekvence je  $2e-5$ , 9s.

### 9.3 Rozběhová metoda, měření statorový proud, motor bez zatížení (TYC003\_CH5)

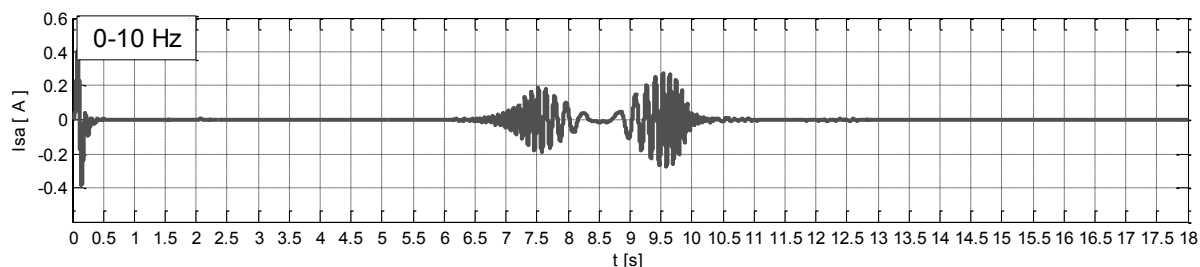
Poruchu rotoru lze odhalit pomocí rozběhové metody. Motor s poruchou se připojil ke sníženému napětí. Snížené napětí prodlouží dobu rozběhu motoru. Během prodloužené doby rozběhu začne působit porucha rotorového vinutí, která vyvolá ve sledované frekvenční oblasti zákmity. V případě, že by nebyl rozběh dostatečně dlouhý, pak by projev poruchy splynul s normálním chováním motoru. Průběh proudu při rozběhu je na obr. 9.7.



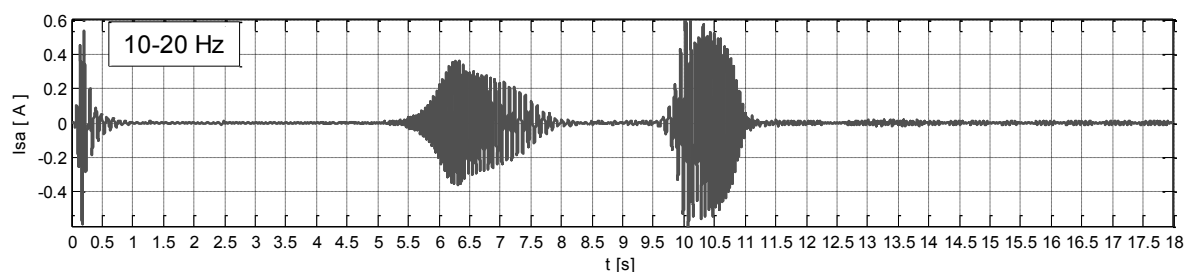
Obr. 9.7 Časový průběh statorového proudu motoru s poruchou rotorové tyče při rozběhu. (TYC003\_CH5)



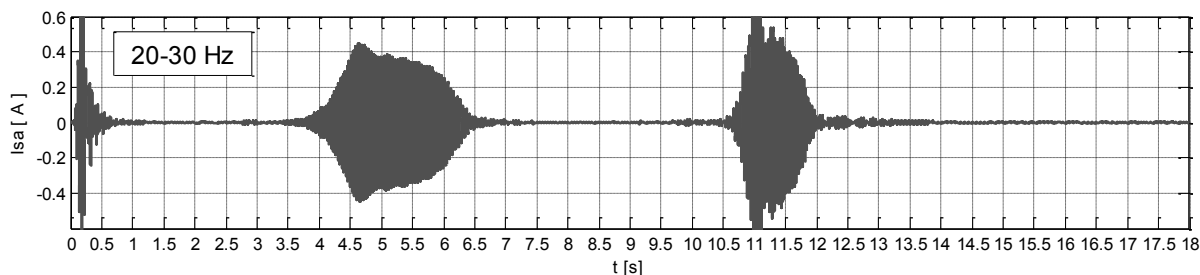
Na obr. 9.8 - 9.14 je vyneseny statorový proud zpracovaný různými filtry (poznámka vedle grafu). Cílem je zjistit, zda lze najít i jinou oblast frekvencí, která pomůže odhalit poruchu rotorového vinutí. Na obr. 9.8 je zákmit (čas 6,5 až 10,5 s), který jednoznačně potvrzuje, že rotorová tyč, která zabírá při rozběhu je poškozená. V grafu je v čase do 0,5 s další zákmit, který při rychlejším rozběhu splyne se zákmitem prokazujícím poruchu.



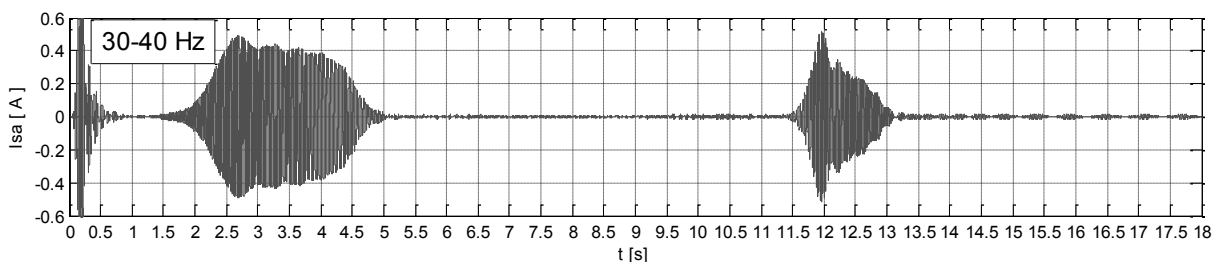
Obr. 9.8 Časový průběh statorového proudu motoru s poruchou rotorové tyče při rozběhu. Odfiltrované frekvence větší než 10 Hz. (TYC003\_CH5)



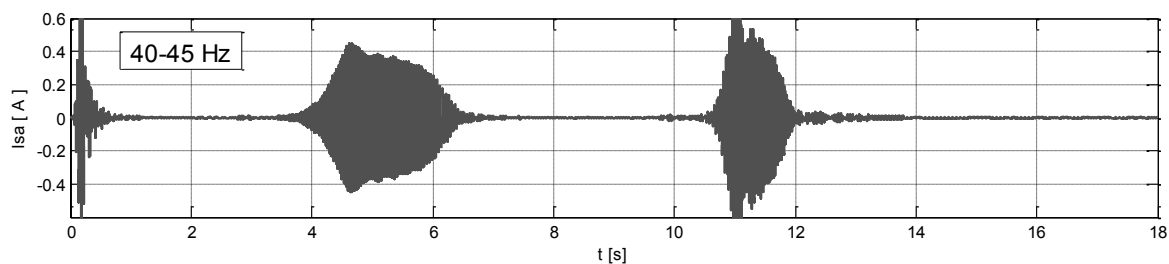
Obr. 9.9 Časový průběh statorového proudu motoru s poruchou rotorové tyče při rozběhu. Odfiltrované frekvence menší než 10 a větší než 20 Hz. (TYC003\_CH5)



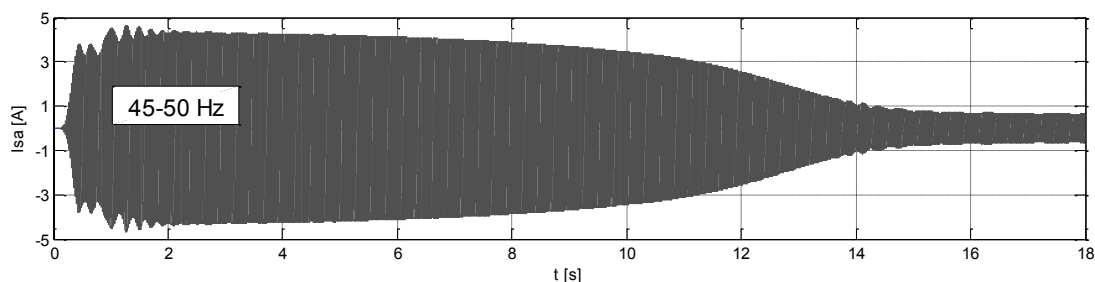
Obr. 9.10 Časový průběh statorového proudu motoru s poruchou rotorové tyče při rozběhu. Odfiltrované frekvence menší než 20 a větší než 30 Hz. (TYC003\_CH5)



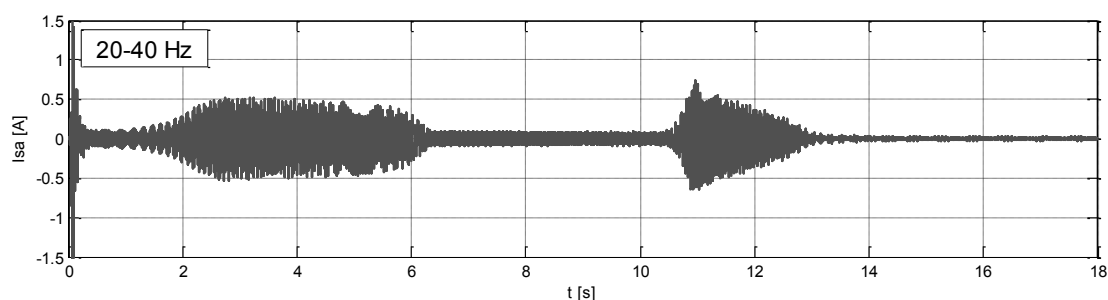
Obr. 9.11 Časový průběh statorového proudu motoru s poruchou rotorové tyče při rozběhu. Odfiltrované frekvence menší než 30 a větší než 40 Hz. (TYC003\_CH5)



Obr. 9.12 Časový průběh statorového proudu motoru s poruchou rotorové tyče při rozběhu. Odfiltrované frekvence menší než 40 a větší než 45 Hz. (TYC003\_CH5)



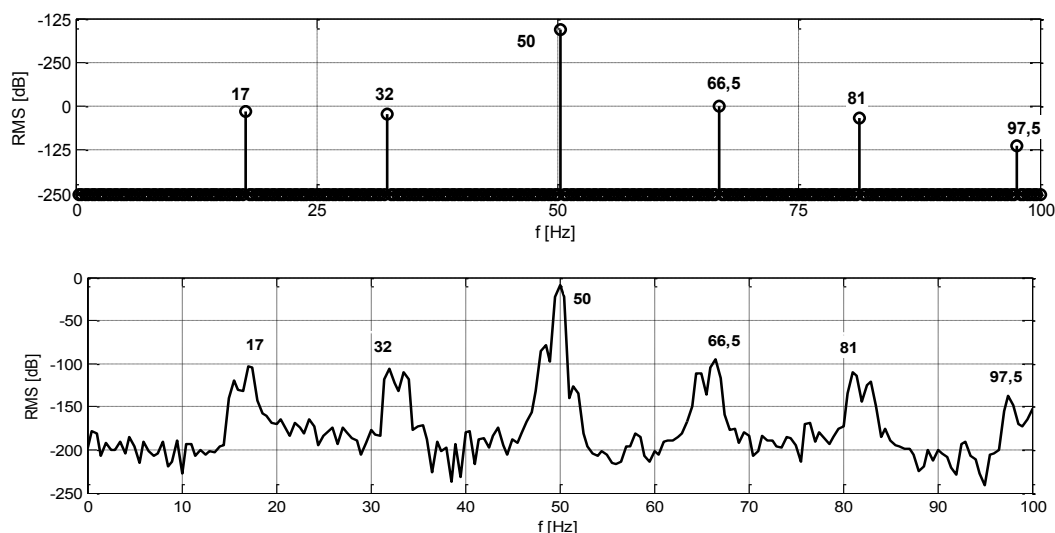
Obr. 9.13 Časový průběh statorového proudu motoru s poruchou rotorové tyče při rozběhu. Odfiltrované frekvence menší než 45 a větší než 50 Hz. (TYC003\_CH5)



Obr. 9.14 Časový průběh statorového proudu motoru s poruchou rotorové tyče při rozběhu. Odfiltrované frekvence menší než 20 a větší než 40 Hz. (TYC003\_CH5)

Z obrázků lze vyvodit, že zvolený rozsah frekvencí 0-10 Hz je vhodný pro odhalení poruchy rotorového vinutí. Vzdálenost mezi zákmitem prokazujícím poruchu vinutí a počátečním zákmitem v čase 0,5 s je největší. Použitý dolnoproustný filtr je jednoduchý. Nevýhodou je, že je potřeba prodloužit dobu rozběhu. Jiný frekvenční rozsah, podle kterého můžeme hodnotit poruchu rozběhového vinutí u rotoru je vidět na obr. 9.14. Počáteční zákmit v čase 0,5 s necháme záměrně splynout se signálem a hodnotí se pokles proudu v čase od 6,5s do 10,5s. Tato oblast realizovaná pomocí pásmové propusti dovolí zvýšit rozběhové napětí a zkrátit dobu trvání zkoušky.

Po ustálení statorového proudu se analyzoval ustálený statorový proud při sníženém napětí. Výsledky jsou na obr. 9.15 a v tab. 9.4. Výsledné frekvenční spektrum je podobné motoru bez zatížení (obr. 9.3 a obr. 9.2).



Obr. 9.15 Frekvenční spektrum statorového proudu motoru s poruchou rotorové tyče po ustálení otáček při sníženém napětí. (TYC003\_CH5)

Tabulka 9.4 Frekvence, amplituda a fáze ze spektra statorového proudu motoru s poruchou rotorové tyče. (TYC003\_CH5)

Poř.č.	f [Hz]	RMS [dB]	Fáze [°]
1	17,0	-22,42	-47,58
2	32,0	-22,87	76,00
3	50,0	-1,80	-105,23
4	66,5	-20,76	-160,39
5	81,0	-23,82	-175,42

#### 9.4 Porovnání výsledků získaných ze simulací a naměřených dat

V kapitole 8 a 9 jsou zpracovaná data získaná ze simulací a měření motoru bez poruchy a s poruchou. Cílem kapitoly 8 a 9 bylo ověřit, že navržený simulační model motoru se ve frekvenční oblasti chová podobně jako skutečný motor. Ve frekvenčním spektru proudu pro nezatížený motor s poruchou rotorového vinutí je první harmonická (tab. 9.8). U skutečného motoru je ve spektru frekvence otáček. U motoru s poruchou zůstává u simulace a měření ve frekvenčním spektru první harmonická doplněná o frekvence odpovídající poruše rotorového vinutí:  $f_{porucha} = f(1 \pm k \cdot 2s)$ .

Tabulka 9.8 Porovnání statorového proudu ve frekvenční oblasti

Poř.č.	Zátěž	Veličina	Simulace	Měření
Motor s poruchou	Bez zátěže	Proud	$f$	$f ; k \cdot f_r$
Motor s poruchou	Se zátěží	Proud	$f_{porucha} = f(1 \pm k \cdot 2s)$	$f_{porucha} = f(1 \pm k \cdot 2s)$

Pozn.:  $f$  je síťová frekvence;  $f_r$  je otáčková frekvence,  $k$  je celé číslo

U rozběhové metody po filtraci statorového proudu dolnoproustným filtrem (0-10 Hz) způsobí porucha rotoru při simulacích i při skutečném měření v průběhu proudu podobný zákmit (obr. 9.8; obr. 8.14 b nahoře). Ze získaného průběhu statorového proudu při použití pásmové propusti (20-40 Hz) lze odhalit poruchu rotorové tyče rozběhového vinutí (obr. 9.14 obr. 8.14 b dole). To bylo potvrzeno simulací i měřením.

## 10. Metoda měření úhlových kmitů za rotace

Měření úhlových kmitů za rotace je metoda, při které se měří kolísání úhlu otočení v závislosti na čase [Tůma 2012] při ustáleném stavu (neměří se při přechodových stavech, jako jsou rozběh, změna rychlosti apod.). Tato metoda je popsána na příkladu ozubeného kola (obr. 10.1). Ozubené kolo se otáčí okamžitou úhlovou rychlostí  $\omega_r$ . Tuto úhlovou rychlost lze rozdělit na konstantní složku  $\omega_0$  a proměnlivou složku  $\Delta\omega(t)$ , která je funkcí času (10.1). Úhel natočení hřídele lze odvodit integrací rovnice (10.1). V odvozené rovnici (10.2) je  $\varphi_0$  úhel natočení kola na začátku měření. K této fázi se přičítá lineární složka  $\omega_0 t$ . Integrací podle času proměnlivé úhlové rychlosti  $\Delta\omega(t)$ , získáme úhlové kmity.

$$\omega_r(t) = \omega_0 + \Delta\omega(t) \quad (10.1)$$

$$\varphi_r(t) = \omega_0 t + \int \Delta\omega(t) d\tau + \varphi_0 \quad (10.2)$$

$$\Delta\omega(t) = \int \Delta\varepsilon(t) d\tau + \varepsilon_0 \quad (10.3)$$

kde  $\varphi_r(t)$  je skutečný úhel natočení od rozběhu popř. od startu měření [rad]

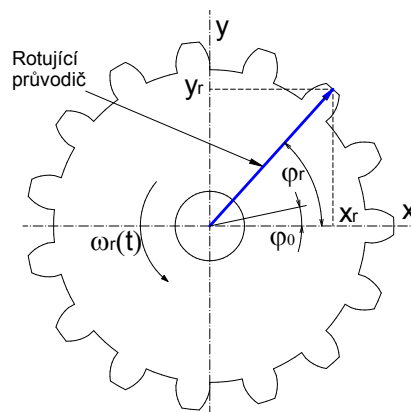
$\varphi_0$  fáze, úhel natočení na počátku měření [rad]

$\Delta\omega(t)$  je proměnlivá složka úhlové rychlosti (modulační signál) [rad/s]

$\omega_0$  je neproměnlivá konstantní složka úhlové rychlosti [rad/s]

$\Delta\varepsilon$  je proměnlivá složka úhlového zrychlení [rad/s<sup>2</sup>]

$\varepsilon_0$  je neproměnlivá konstantní složka úhlového zrychlení [rad/s<sup>2</sup>]

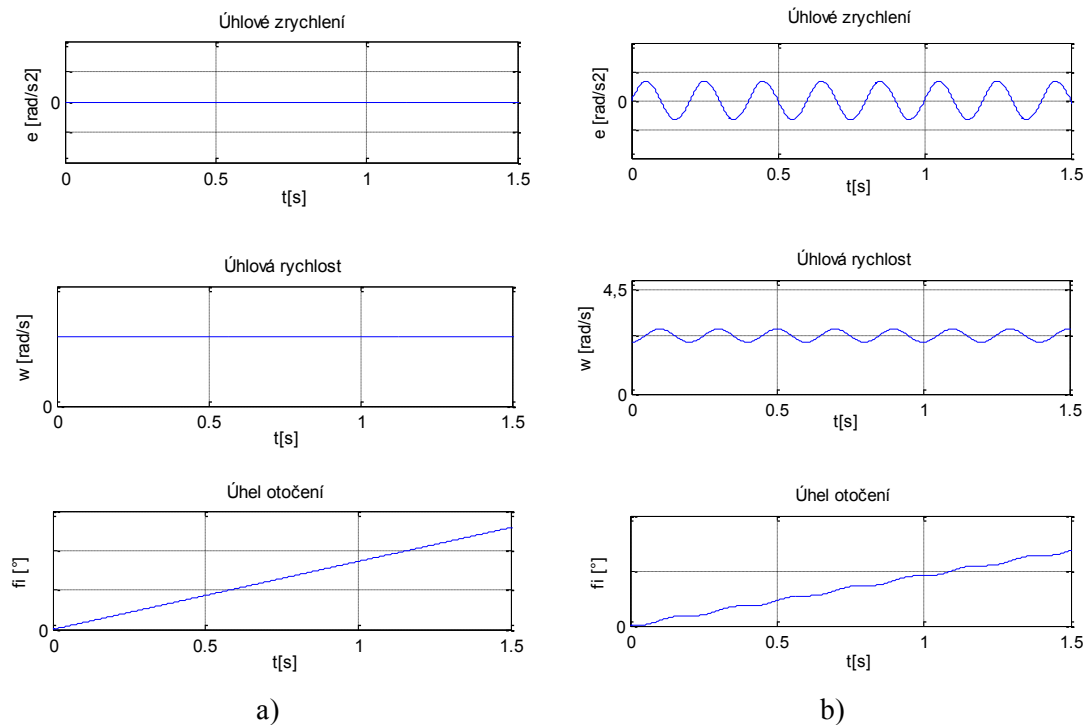


Obr. 10.1 Měření úhlových kmitů – použité veličiny

Pro stroj, u kterého nejsou v ustáleném stavu úhlové kmity, tj. úhlové kmity jsou rovny nule, je úhlové zrychlení rovno nule a úhlová rychlost je konstantní (je-li rovna nule, pak se stroj neotáčí). Úhel natočení je lineární funkcí času  $\omega_0 t$ . Grafem je přímka, protínající osu y v bodě  $\varphi_0$ , pro  $\varphi_0$

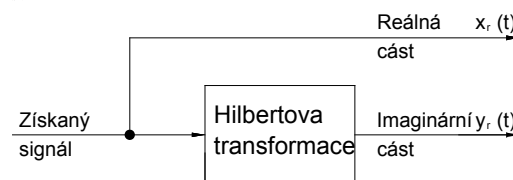
rovno nule prochází počátkem (obr. 10.2 a). Úhel mezi touto přímkou a časovou osou se určí z rovnice (10.4).

$$k = \arctg \omega_0 \quad (10.4)$$



Obr. 10.2 Porovnání veličin u stroje a) bez úhlových kmitů b) s úhlovými kmity

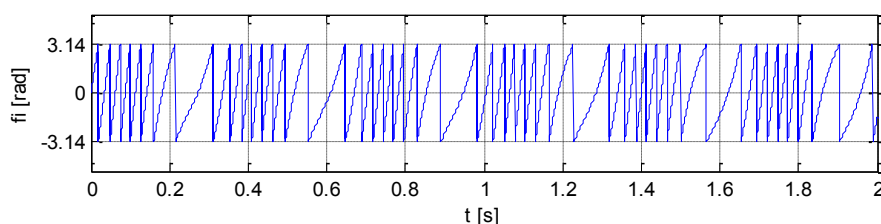
U stroje, u kterého lze při provozu měřit úhlové kmity, kolísá úhel natočení kolem přímky se sklonem určeným z rovnice (10.4). Úhlová rychlost kolísá kolem konstantní úhlové rychlosti  $\omega_0$  (obr. 10.2 b). Při měření úhlové rychlosti inkrementálním snímačem se získá sled pulsů na jednu otáčku (počet pulsů závisí na použitém typu senzoru). Tyto pulsy lze převést na úhel natočení v rozsahu od  $(-\pi)$  do  $(+\pi)$ . Při otočení o úhel  $(2\pi)$  dojde k vynulování čítače pomocí referenčního signálu a začíná se počítat od nuly.



Obr. 10.3 Hilbertova transformace

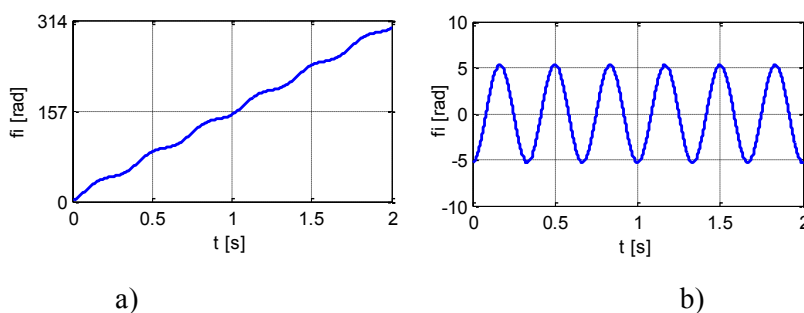
Výstupem z inkrementálního čidla je impulsní analogový signál. Základní frekvence tohoto signálu se určí jako součin otáček a počtu impulzů za otáčku. Vyšší harmonické (celočíslné násobky základní frekvence) frekvence se ze signálu odstraní pásmovým nebo dolnoproputným filtrem (např. pomocí Sigma-Delta převodníku). Tím se impulsní signál upravil na fázově modulovaný

harmonický signál. K demodulaci se použije komplexní analytický signál, jehož imaginární složku lze získat pomocí Hilbertovy transformace (obr. 10.3) [Tůma 2012]. Ze získaného komplexního signálu se pro každý časový okamžik (vzorek) vypočte fáze v rozmezí od  $(-\pi)$  do  $(+\pi)$ . V časové oblasti (obr. 10.4) je tento signál nespojitý („zubatý“).



Obr. 10.4 Měření úhlu inkrementálním čidlem

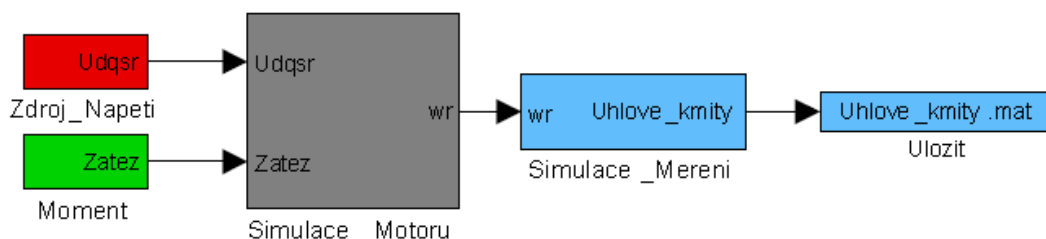
Tuto nespojitost je potřeba odstranit (v Matlabu pomocí příkazu „unwrap“) (obr. 10.5a). V dalším kroku se eliminuje působení lineární složky otáček (v Matlabu pomocí příkazu „detrend“). Získaný signál jsou změny fáze, tj. úhlové kmity (obr.10.5b), které se zpracují rychlou Fourierovou transformací.



Obr. 10.5 Odstranění skoku (a) a odstranění trendu (b)

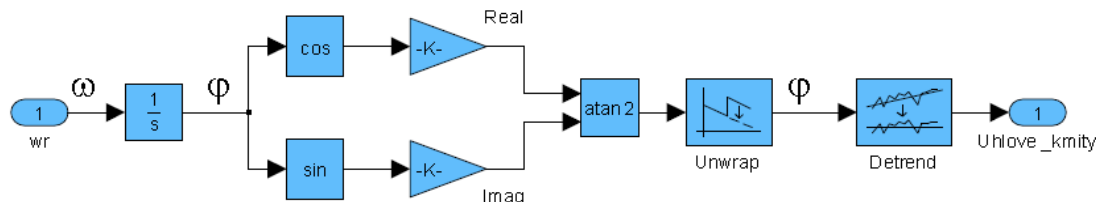
## 11. Měření úhlových kmitů u asynchronního motoru

V této kapitole bude navržen postup měření úhlových kmitů. Vychází se z předpokladu, že máme reálný motor. Na reálný motor působí zátěžový moment (obr. 11.1). Velikost působícího momentu je funkcí úhlu natočení. Toho se využije při simulaci cyklicky působící síly např. od vícebřitého rotačního nástroje.



Obr. 11.1 Simulace úhlových kmitů

Simulace měření (obr. 11.1) se skládá z bloků, které simulují zpracování signálu získaného z inkrementálního čidla měřícího otáčky motoru (obr. 11.2). V navrženém měřicím řetězci je Hilbertova transformace nahrazena funkcemi sin a cos simulovaného otočení rotoru, s jejichž pomocí se získaný úhel (obr. 11.2) převede do komplexní roviny. Další zpracování odpovídá postupu, který by byl použit, kdyby se místo úhlu otočení měřil jen impulsní signál.



Obr. 11.2 Simulace měření úhlových kmitů

Bylo provedeno 8 simulačních měření (tab. 11.1). Jednotlivá měření jsou popsána v následujících pododstavcích.

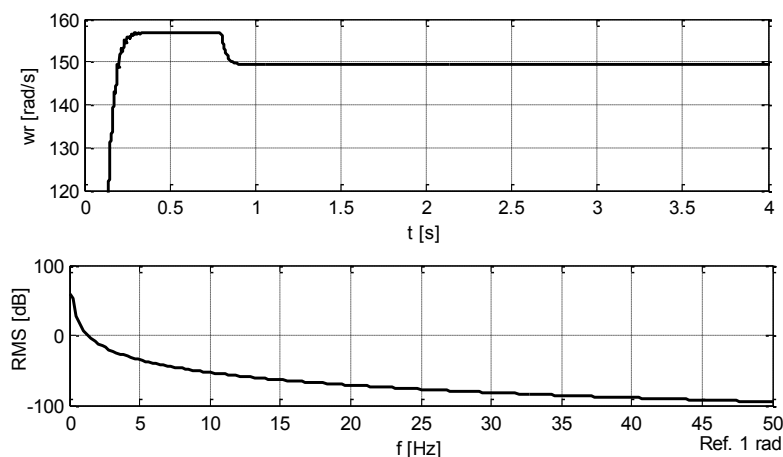
Tabulka 11.1 Provedená měření úhlových kmitů

Poř.č.	Stav motoru	Zátěž	
1.	Motor bez poruchy	Bez zátěže	
2.	Motor bez poruchy	Zátěž	Konstantní
3.	Motor s poruchou	Bez zátěže	
4.	Motor s poruchou	Se zátěží	Konstantní
5.	Motor bez poruchy	Zátěž	2 bříty
6.	Motor s poruchou	Se zátěží	2 bříty
7.	Motor bez poruchy	Zátěž	56 břitů
8.	Motor s poruchou	Se zátěží	56 břitů



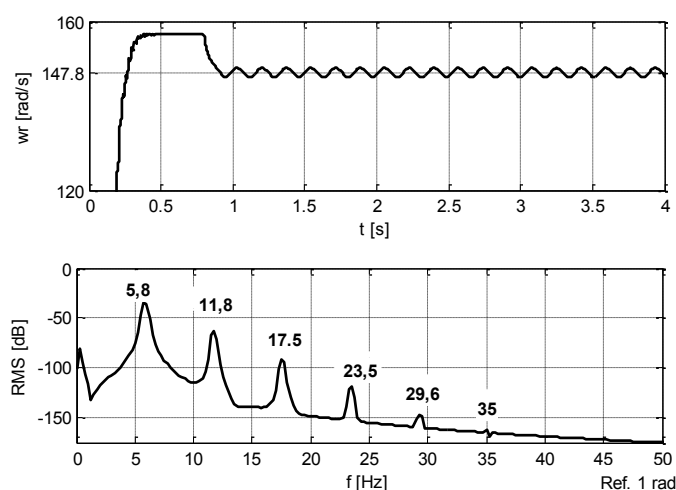
### 11.1 Úhlové kmity při konstantní zátěži

Motor bez poruchy byl v čase 0,8 s zatížen konstantní zátěží. Úhlová rychlost se ustálila na velikosti 149,35 rad/s. V získaném frekvenčním spektru nejsou výrazné spektrální čáry. Při měření na reálném motoru budou navíc ve spektru násobky otáčkové frekvence  $k \cdot f_r$  (vycházím ze závěru v kapitole 9.4). Výsledky simulace motoru bez poruchy s konstantní zátěží jsou na obr. 11.3.



Obr. 11.3 Motor bez poruchy, časový průběh úhlové rychlosti (nahore), frekvenční spektrum úhlových kmitů (dole), zátěž začala působit v čase 0,8 s

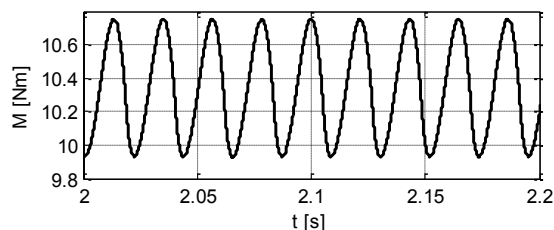
Motor s poškozenou rotorovou tyčí byl v čase 0,8 s zatížen konstantní zátěží. Úhlová rychlost je modulovaný signál, který kmitá kolem střední hodnoty 147,8 rad/s. V získaném frekvenčním spektru jsou výrazné spektrální čáry jako násobek skluzové frekvence a nevýrazná čára odpovídající otáčkové frekvenci (obr. 11.4).



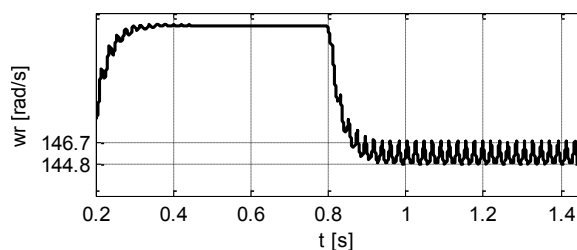
Obr. 11.4 Motor s poruchou, časový průběh úhlové rychlosti (nahore), frekvenční spektrum úhlových kmitů (dole), zátěž začala působit v čase 0,8 s

## 11.2 Úhlové kmity při cyklickém zatěžování (dvoubřítým nástrojem)

Při tomto simulačním měření se bude postupovat podobně jako v předchozím odstavci. Motor bez poruchy byl v čase 0,8 s zatížen proměnlivou zátěží. Tato zátěž simuluje působení dvoubřitého nástroje (obr. 11.5).

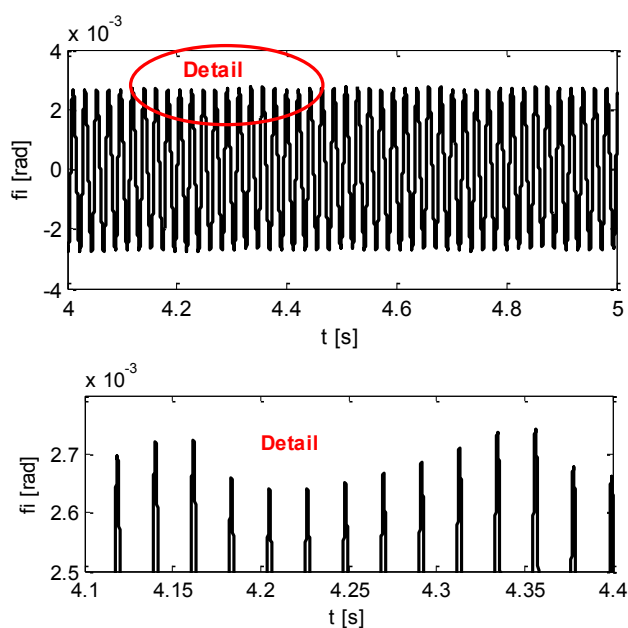


Obr. 11.5 Motor bez poruchy zatížený dvoubřítým nástrojem, časový průběh zatěžovacího momentu



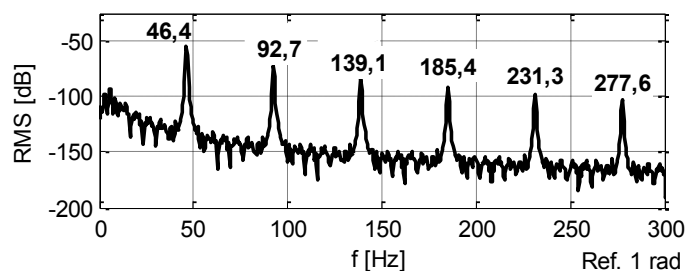
Obr. 11.6 Motor bez poruchy zatížený dvoubřítým nástrojem, časový průběh úhlové rychlosti (zátěž začala působit v čase 0,8 s)

Úhlová rychlost osciluje mezi 144,8 a 146,7  $\text{rad/s}$  (obr. 11.6). Úhlové kmity jsou na obr. 11.7. Na detailu lze vidět, že se jedná o modulovaný signál.



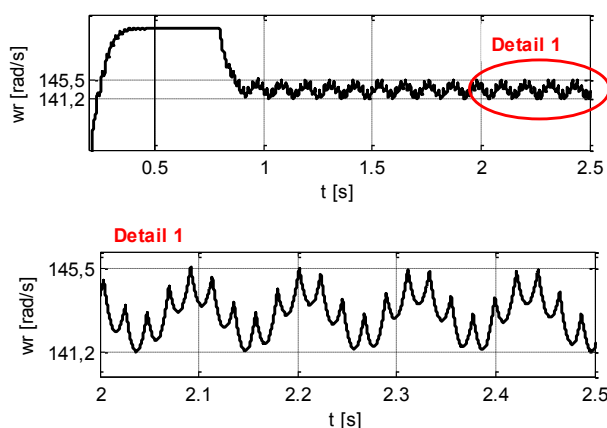
Obr. 11.7 Motor bez poruchy zatížený dvoubřítým nástrojem, časový průběh úhlových kmitů

V získaném frekvenčním spektru (obr. 11.8) jsou výrazné spektrální čáry. První čára odpovídá dvojnásobku otáčkové frekvence. Další čáry jsou jejím celočíselným násobkem. Při měření na reálném motoru budou ve spektru také násobky otáčkové frekvence  $k \cdot f_r$ .



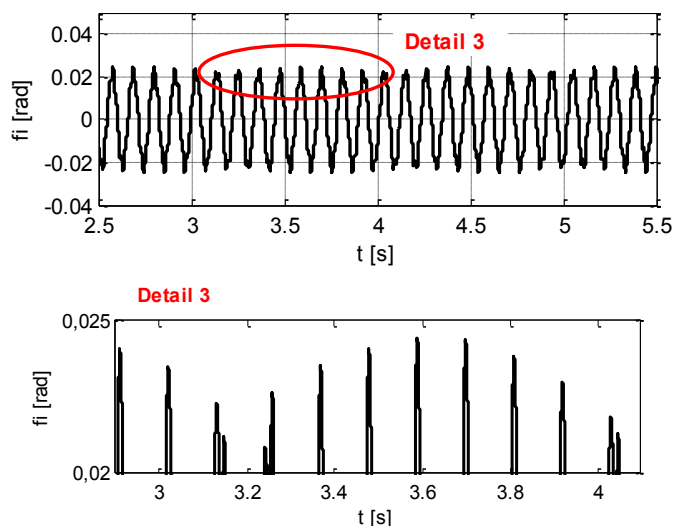
Obr. 11.8 Motor bez poruchy zatížený dvoubřítým nástrojem, frekvenční spektrum úhlových kmitů

Motor s poruchou byl v čase 0,8 s zatížen proměnlivou zátěží. Tato zátěž simuluje působení dvoubřitého nástroje. Úhlové rychlost (obr. 11.9) je ovlivněna poruchou rotorového vinutí a cyklickou zátěží. Toto působení je dobře vidět na detailu (obr. 11.9 dole). Úhlová rychlost se mění mezi 141,2 až 145,5 rad/s.



Obr. 11.9 Otáčky motoru s poruchou při zatížení dvoubřítým nástrojem, nahoře časový průběh úhlové rychlosti, dole detail (zátěž začala působit v čase 0,8 s)

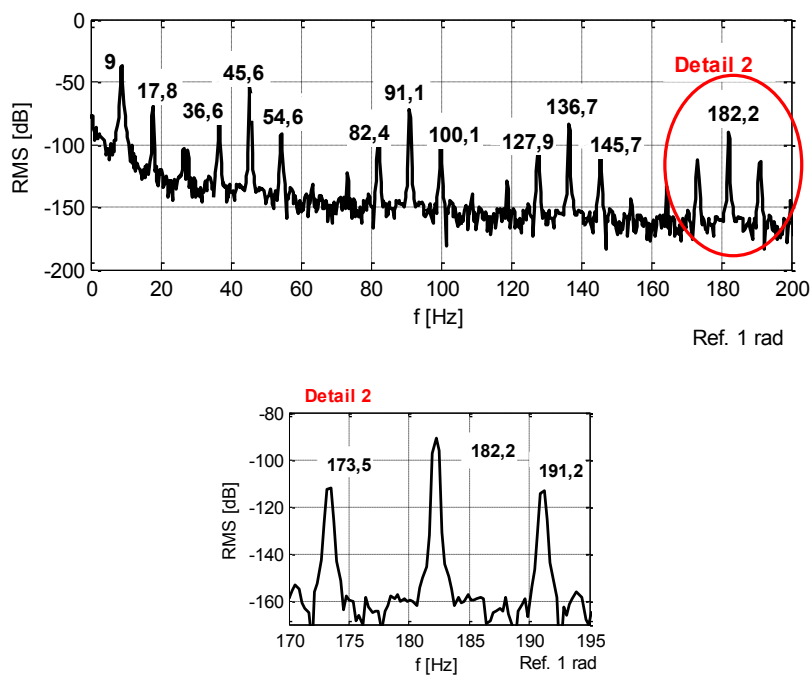
Úhlové kmity (obr. 11.10) jsou modulovaný signál s amplitudou přibližně 10x větší, než u motoru bez poruchy (obr. 11.7). Ve frekvenčním spektru jsou výrazné spektrální čáry odpovídající celočíselným násobkům dvojnásobku otáčkové frekvence. Kolem těchto čar (obr. 11.11) jsou spektrální čáry s nižší amplitudou posunuté o dvojnásobek skluzové frekvence rovnice (11.1).



Obr. 11.10 Motor s poruchou při zatížení dvoubřítým nástrojem, časový průběh úhlových kmitů

$$f_{porucha} = (k_1 \cdot N_Z \cdot f_r \pm k_2 \cdot 2s \cdot f) \quad (11.1)$$

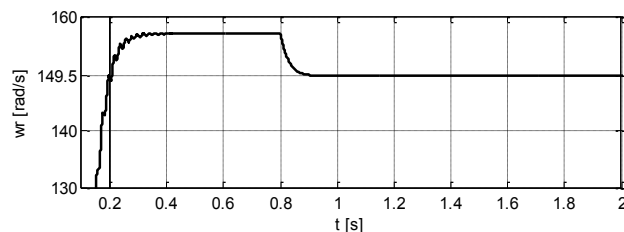
kde  $N_Z$  počet břitů nástroje;  $k_1$ ,  $k_2$  přirozené číslo



Obr. 11.11 Motor s poruchou zatížený dvoubřítým nástrojem, frekvenční spektrum úhlových kmitů

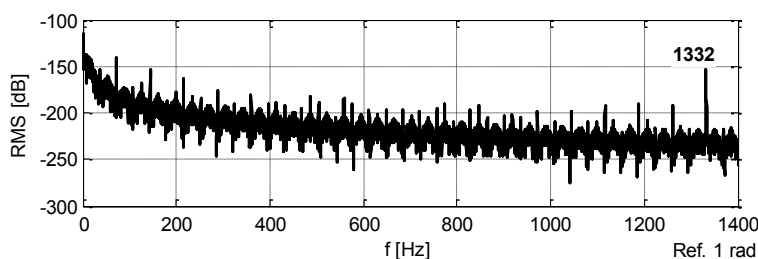
### 11.3 Úhlové kmity při cyklickém zatěžování (56 břitů)

Při tomto simulačním měření se bude postupovat stejně, jako v předchozím odstavci. Motor bez poruchy a následně s poruchou rotorového vinutí byl v čase 0,8 s zatížen proměnlivou zátěží. Tato zátěž simuluje působení 56břitého nástroje. Na obr. 11.12 jsou otáčky motoru bez poruchy a na obr. 11.14 motoru s poruchou.

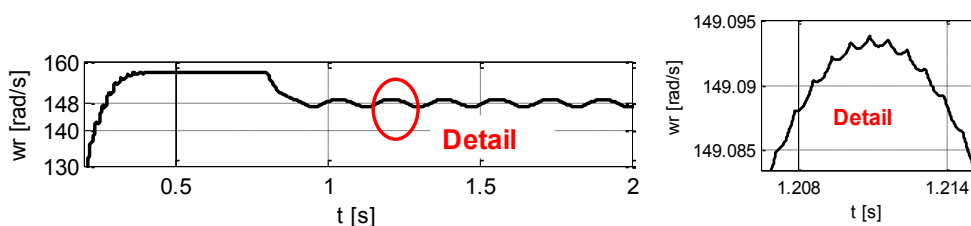


Obr. 11.12 Motor bez poruchy zatížený 56břítým nástrojem, časový průběh úhlové rychlosti (zátěž začala působit v čase 0,8 s)

Frekvenční spektrum motoru bez poruchy zatěžované 56břítým nástrojem (obr. 11.13) má jednu hlavní frekvenci rovnající se násobku počtu břitů a otáčkové frekvence.

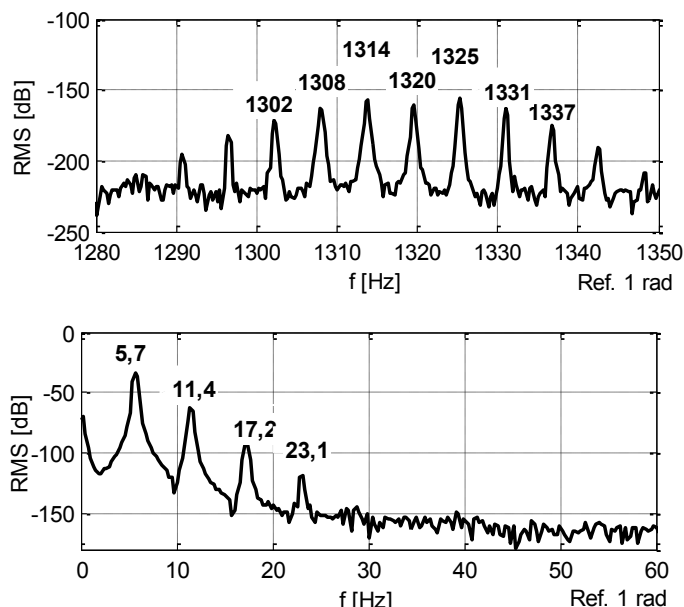


Obr. 11.13 Motor bez poruchy, zatížení 56břítým nástrojem, frekvenční spektrum úhlových kmitů



Obr. 11.14 Motoru s poruchou zatížený 56břítým nástrojem, časový průběh úhlové rychlosti (zátěž začala působit v čase 0,8 s)

Frekvenční spektrum motoru s poruchou zatíženého 56břítým nástrojem má hlavní frekvenci rovnající se násobku počtu břitů (obr. 11.15 nahoře) a otáčkové frekvence od které jsou posunuty další frekvence o násobky dvojnásobku skluzové frekvence rovnice (11.1). Ve spektru jsou vidět násobky dvojnásobku skluzové frekvence a otáčková frekvence (obr. 11.15 dole).



Obr. 11.15 Motor s poruchou zatížený 56břitým nástrojem, frekvenční spektrum úhlových kmitů

#### 11.4 Porovnání výsledků získaných z měření úhlových kmitů

Výsledky získané z měření úhlových kmitů jsou uvedeny v tabulce 11.2. Porucha rotorového vinutí je pozorovatelná ve frekvenčních spektrech zatížených motorů. U motorů bez zátěže se porucha ve frekvenčním spektru neprojeví. U motoru s konstantní zátěží vyvolá porucha ve frekvenčním spektru složky odpovídající dvojnásobku skluzové frekvence podle rovnice (11.2).

$$f_{porucha} = k \cdot 2s \cdot f \quad (11.2)$$

U motoru s cyklickou zátěží ke složkám popsaným rovnicí (11.2) přibývají složky podle rovnice (11.1):  $f_{porucha} = (k \cdot N_Z \cdot f_r \pm 2s \cdot f)$ .

Po vyhodnocení výsledků simulačních měření uvedeném v tabulce 11.2 lze metodu měření úhlových kmitů použít pro odhalení poruchy rotorového vinutí.

Tabulka 11.2 Měření úhlových kmitů

Poř.č.	Zátěž		$\bar{\omega}_r$ [rad/s]	$f \cdot s$ [ Hz ]	Frekvence úhlových kmitů
Motor bez poruchy	Bez zátěže		157,1	0	$k \cdot f_r^*$
	Zátěž	Konstantní	149,35	2,46	$k \cdot f_r^*$
Motor s poruchou	Bez zátěže		157,1	0	$k \cdot f_r^*$
	Se zátěží	Konstantní	147,8	2,95	$f_{porucha} = k \cdot 2s \cdot f$
Motor bez poruchy	Zátěž	2 břity	145,8	3,6	$k \cdot f_r^*$ ; $k \cdot N_Z \cdot f_r$ ;
Motor s poruchou	Se zátěží	2 břity	143,4	4,35	$f_{porucha} = (k \cdot N_Z \cdot f_r \pm 2s \cdot f)$ ; $f_{porucha} = k \cdot 2s \cdot f$ $k \cdot N_Z \cdot f_r$
Motor bez poruchy	Zátěž	56 břitů	149,5	2,4	$k \cdot f_r^*$ ; $k \cdot N_Z \cdot f_r$
Motor s poruchou	Se zátěží	56 břitů	148,0	2,9	$f_{porucha} = (k_1 \cdot N_Z \cdot f_r \pm k_2 \cdot 2s \cdot f)$ ; $f_{porucha} = k \cdot 2s \cdot f$ $k \cdot N_Z \cdot f_r$

\* předpoklad, z porovnání výsledků simulace a měření statorového proudu

$N_Z$  počet břitů nástroje;  $k_1$ ,  $k_2$  přirozené číslo

## 12. Volba metody pro posuzování kvality rotoru

V kapitole 4 byly popsány diagnostické metody, které se používají pro hodnocení stavu rotorového vinutí (dále jen rotoru) u asynchronního motoru s kotvou nakrátko. Tyto metody byly rozděleny podle toho, zda se hodnotí rotor vyjmutý ze stroje nebo rotor, který je součástí elektromotoru. Další dělení metod bylo podle měřené fyzikální veličiny.

Ve schématu na (obr. 12.1) je popsán postup jak volit diagnostickou metodu pro hodnocení stavu rotorového vinutí. V diagramu jsou pouze metody popsané v předchozích kapitolách. Volba metody závisí na četnosti a časové náročnosti testování rotoru. Pro rozhodování, kterou metodu použít lze vycházet z rozdělení výroby podle hlediska rozsahu sortimentu a objemu výroby [Matějovská 2010] (citace):

- a) **Kusová výroba** – rozsáhlý sortiment výrobků, malé množství výrobku, výroba se děje na přímou objednávku zákazníka (zakázková výroba). Vyžaduje strojní zařízení univerzálního typu.
- b) **Sériová výroba** – zužuje sortiment výrobků, zvětšuje se množství výrobků od jednotlivých druhů, do výroby se zadávají série (dávky → dávková výroba). U malosériových výrob se používá univerzální strojní zařízení se speciálním vybavením, u středně- a velkosériových výrob se používají jednoúčelové stroje.
- c) **Hromadná výroba** – vyrábí se jeden druh výrobku v prakticky neomezených množstvích daných poptávkou po tomto výrobku. Používá se jednoúčelové zařízení přizpůsobené danému výrobnímu procesu.

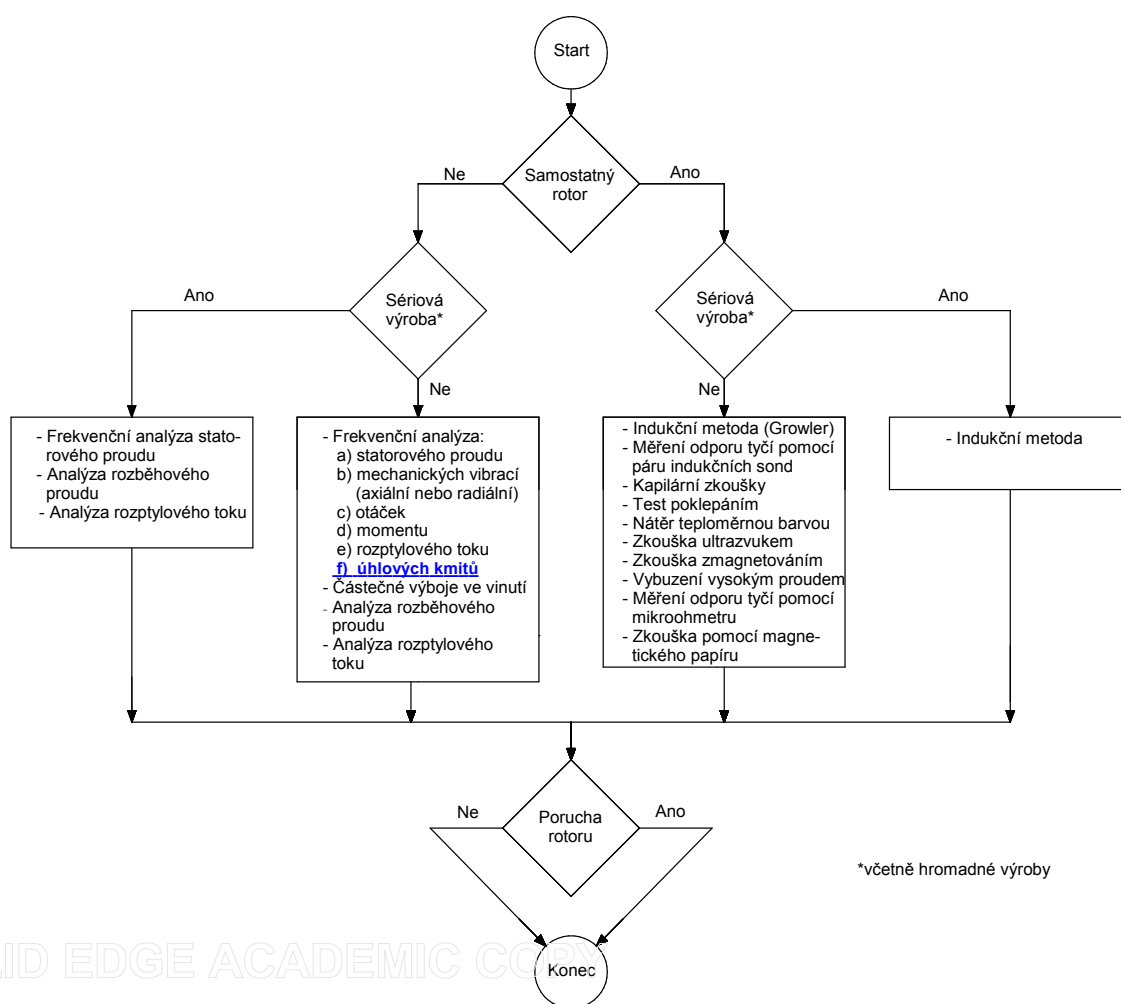
### 12.1 Metody hodnocení rotoru při sériové a hromadné výrobě

Metody hodnocení rotoru při sériové a hromadné výrobě musí splňovat požadavek na minimální časovou náročnost zkoušky. Proto se tato zkouška musí zařadit do výrobního procesu tak, aby byla prováděna souběžně s již plánovanou nebo prováděnou operací.

Při kontrole kvality rotoru na kompletním motoru, se zkouška provede při kusové zkoušce motoru na zkušebně elektromotorů, která je součástí montážní linky. Výhodou zařazení zkoušky do tohoto místa ve výrobním procesu jsou nízké investiční náklady na kus (podle druhu použité zkušebny může stačit pouze úprava použitého softwaru) a žádné prodloužení výrobního cyklu. Nevýhodou je velká přidaná hodnota na výrobku, v případě odhalení poruchy až na hotovém motoru (je nezbytná oprava motoru a náhrada rotoru s poruchou za nový).



Při testování samostatného rotoru (hřídel, svazek rotorových plechů, rotorové vinutí) lze zkoušku provádět souběžně s vyvažováním rotoru. Výhodou zařazení zkoušky do tohoto místa ve výrobním procesu jsou nízké investiční náklady na kus a zanedbatelné prodloužení výrobního cyklu. Nevýhodou jsou náklady na operace provedené na rotoru před odhalením chyby (hodnota hřídele, broušení rotorů, apod.). Diagnostika rotoru při vyvažování je nezbytná, pokud je rotor finálním výrobkem a dál se předává nebo prodává do jiného závodu (vliv na sledovanou zmetkovitost, podle které se rozlišuje kvalita dodavatelů).



Obr. 12.1 Volba metody pro hodnocení stavu rotoru

Další místo v procesu, kdy lze provádět testování samostatného rotoru (svazek rotorových plechů, rotorové vinutí) je ihned po odstříknutí rotorového vinutí (klece). Výhodou zařazení zkoušky do tohoto místa ve výrobním procesu jsou nulové náklady na operace provedené na rotoru před odhalením chyby. Nevýhodou je prodloužení výrobního cyklu o čas zkoušky a vyšší investiční náklady. Testovací zařízení musí odolat prostředí, které je ve slévárnách (především vyšší teplota a agresivní prostředí).

## 12.2 Metody hodnocení rotoru při kusové výrobě, diagnostice a opravách motorů

Při požadavku na hodnocení rotoru při kusové výrobě, diagnostice a opravách motorů je hlavním kritériem na použitou metodu hodnota investice do diagnostického zařízení nebo univerzálnost tohoto zařízení. Tyto metody nemusí splňovat požadavek na minimální časovou náročnost zkoušky, protože více času než samotné měření zabere jeho příprava.

Při diagnostice rotoru při kusové výrobě musí být testovací zařízení univerzální, aby s ním bylo možné hodnotit kvalitu rotorů pro různé osové výšky strojů. V případě, že rotory jsou pro výrobce nakupovaným dílem, pak lze kontrolu samostatných rotorů ponechat na dodavateli rotorů. Kontrola rotorů proběhne při kusové zkoušce celého motoru.

Při kusové výrobě lze výhodně testovat samostatný rotor tak, že se postupně kontrolují jednotlivé rotorové tyče. Provádí se to pomocí sond (kapitola 1.1 j). Pro tyto zkoušky lze použít i zařízení „Growler“.

Pro diagnostiku motorů v místě provozu (in-site) je při hodnocení motoru výhodné použít současně více metod, které se vzájemně doplňují. Patří sem frekvenční analýza statorového proudu, rozptylového magnetického toku a mechanických vibrací. Výhodou těchto metod je, že se motor nemusí demontovat. Diagnostika statorových proudů a rozptylového magnetického toku se může provádět v pravidelných intervalech (off-line) nebo může být součástí zařízení a pak se provádí neustále během provozu sledovaného motoru (on-line). V těchto případech lze sledovat změnu stavu motoru v závislosti na čase a v případě, že se blíží porucha lze provést řízenou odstávku zařízení a motor s blížící se poruchou nahradit novým.

Mezi zajímavé patří metody používané při opravách motorů. Při opravě motoru musí mít zákazník jistotu, že náklady spojené s opravou jsou minimálně o jednu třetinu až jednu polovinu nižší než je cena nového motoru. Proto opravy musí snižovat režijní náklady a neinvestují do nákupu speciálního drahého zařízení (zaškolení obsluhy, pravidelné kalibrace, revize, apod.). Proto se v opravárenských dílnách používají diagnostické metody, které jsou jednoduché a levné. Mezi tyto metody patří magnetický papír (kapitola 1.1 i) a zařízení „Growler“, které se v nezměněné podobě používá nejméně osmdesát roků.

Na základě simulací lze doporučit následující metody pro hodnocení stavu rotoru:

### a) **Kusová výroba**

- Samostatný rotor – „Growler“, indukční metoda (bezkontaktní, rychlá)
- Kompletní motor – frekvenční spektrum statorového proudu (jako část kusové zkoušky)

### b) **Sériová výroba**

- Samostatný rotor – indukční metoda (bezkontaktní, rychlá)

- *Kompletní motor – modifikovaná rozběhová zkouška jako část kusové zkoušky, popř. frekvenční analýza statorového proudu.*
- c) **Hromadná výroba** – *platí stejné doporučení jako pro sériovou výrobu*
- d) **Diagnostika motoru** – *frekvenční analýza statorového proudu, mechanických vibrací popř. momentu, **úhlových kmitů**, rozběhová metoda pro hodnocení stavu rozběhového vinutí rotoru*
- e) **Opravy motoru**
  - *Samostatný rotor – „Growler“, magnetický papír,*
  - *Kompletní motor – frekvenční analýza statorového proudu, mechanických vibrací popř. momentu, , **úhlových kmitů**, rozběhová metoda pro hodnocení stavu rozběhového vinutí rotoru*

Metodu měření úhlových kmitů lze zařadit mezi metody vhodné k diagnostice motoru v provozu (in-site). Diagnostika neomezí samotný výrobní proces. Zařazení této metody je uvedeno ve schématu na obr. 12.1.

## 13. Závěr

V předložené práci je popsán teoretický model asynchronního motoru s kotvou nakrátko. Matematický model asynchronního motoru s kotvou nakrátko jsem rozšířil o pomocnou matici, která slouží k simulaci poruchy rotorového vinutí. Matematický model motoru s poruchou jsem převedl do prostředí aplikace Matlab-Simulink. Pomocí tohoto modelu jsem potvrdil, že lze na skutečném elektromotoru odhalit poruchu rotorového vinutí. Ze simulací lze odvodit, že porucha rotorového vinutí má vliv na statorový proud, otáčky, krouticí moment a rotorový proud.

V dalším kroku jsem ověřil, že chování motoru a modelu motoru je ve frekvenční oblasti stejné. Srovnával jsem měření statorového proudu při běhu motoru bez poruchy a motoru s poruchou bez zatížení a se zatížením. Následně jsem srovnal simulaci rozběhové metody s výsledky získanými měřeními při rozběhu na skutečném stroji. Ze srovnání vyplynula shoda mezi naměřeným průběhem statorového proudu a průběhem statorového proudu získaného simulací. Bylo potvrzeno, že porucha rotorového vinutí vyvolá ve frekvenčním spektru statorového proudu frekvenční složku rovnou  $f(1 \pm k \cdot 2s)$ .

Ze simulace modelu motoru jsem dostal časové průběhy úhlové rychlosti, krouticího momentu a rotorového proudu. Získané časové průběhy sledovaných veličin u zatíženého motoru jsou ovlivněné poruchou rotorového vinutí. Porucha rotorového vinutí změní časové průběhy sledovaných veličin a jejich spektra takto:

- *statorový proud*  $I_{sa}$  - signál je amplitudově modulovaný. Nosná frekvence je rovna síťové frekvenci (50 Hz). Frekvence modulačního signálu je  $2 \cdot s \cdot f$ . Ve spektru jsou frekvence signalizující poruchu:  $f(1 \pm k \cdot 2s)$ , kde  $k$  je celé kladné číslo, platí i pro další odrážky.
- *úhlové otáčky*  $\omega_r$  - signál je zvlněný. Porucha rotorového vinutí vytvoří ve frekvenčním spektru složky rovné násobku  $2 \cdot k \cdot s \cdot f$ .
- *moment*  $M$  - signál je zvlněný. Porucha rotorového vinutí vytvoří ve frekvenčním spektru složky rovné násobku  $2 \cdot k \cdot s \cdot f$ .
- *rotorový proud*  $I_r$  - signál je zvlněný. Porucha rotorového vinutí vytvoří ve frekvenčním spektru složky rovné násobku  $(2 \cdot k - 1) \cdot s \cdot f$ .

Metoda konečných prvků (MKP) byla použita při hodnocení rotorového vinutí pomocí indukční metody. Porucha rotorové tyče vyvolá zákmit v časovém průběhu měřeného indukovaného napětí. Velikost zákmitu závisí na velikosti poruchy a rychlosti otáčení rotoru. Zákmit získaný ze simulací souhlasí s měřeními prováděnými u výrobce motorů a údaji udávanými výrobcem zařízení.

V 11. kapitole je popsána metoda měření úhlových kmitů. Tato metoda je použita na hodnocení poruchy rotorového vinutí. Bylo ověřeno, že tuto metodu lze použít k odhalení poruchy rotorového vinutí.

Ve 12. kapitole jsem rozdělil metody hodnocení rotorového vinutí popsané v kapitole 1. Zvoleným kritériem pro rozdělení diagnostických metod je využití metody podle druhu výroby (kusová, sériová a hromadnou výroba). Druhým kritériem je způsob hodnocení rotoru (jako samostatný díl nebo jako součást motoru). Cílem této kapitoly bylo určit, kdy lze použít metoda měření úhlových kmitů pro hodnocení poruchy rotorového vinutí. Metodu lze přiřadit mezi metody používané při diagnostice celého motoru v místě provozu. Výhodou této metody je možnost provádět měření bez nutnosti zastavit nebo demontovat diagnostikovaný motor.

Cíle disertační práce byly splněny:

- byl sestaven model asynchronního motoru s kotvou nakrátko s možností simulovat poruchu rotorového vinutí
- byl zpracován přehled diagnostických metod použitelných pro hodnocení stavu rotorového vinutí.
- byl navržen model systému pro měření motoru tak, aby bylo možné odhalit poruchu rotorového vinutí.
- byly zvoleny vhodné hardwarové prostředky pro měřicí systém.
- na základě simulací byla zvolena diagnostická metoda pro posuzování stavu rotorového vinutí.

Hlavní přínos práce a možná oblast dalšího studia spočívá v:

- zpracování přehledu diagnostických metod pro hodnocení rotorového vinutí
- sestavení modelu asynchronního stroje s možností měnit velikost poruchy rotorové tyče
- popsání metody měření úhlových kmitů
- použití metody měření úhlových kmitů při hodnocení stavu rotorového vinutí

## Publikace

- HORČIC, V. 2009. *Rotor faults of the induction motors*. In XXXIV. Seminary ASR' 09 "Instruments and Control", Ostrava, 24.4.2009. Ostrava : VŠB TU Ostrava, s. 293-298. Dostupný z WWW: <<http://www.fs.vsb.cz/akce/2009/asr2009/>>. ISBN 978-80-248-19.
- HORČIC, V. 2009. *Logistics concept in phases of design in automotive industry*. In. Sborník vědeckých prací Vysoké školy báňské - Technické univerzity Ostrava. Řada hutnická. Roč. 52, č. 4, s. 74-79 : il. ISSN: 0474-8484
- HORČIC, V. 2011. *Rotor Faults of the Induction Motors*. In Proceedings of Technical computing Prague, 1st. ed. Prague, November 8, 2011. ISBN 978-80-7080-794-1.
- HORČIC, V. 2012. *Diagnostika poruchy rotoru asynchronního motoru*. In XXXVI. Seminar ASR '2012 "Instruments and Control", Ostrava,, VŠB-TUO, Ostrava, ISBN 978-80-248-2626-4.
- HORČIC, V. 2012. *Angular vibration simulation of induction motors with rotor bar fault*. In LVEM 2012 Proceeding. Brno: VUT Brno, ISBN 978-80-214-4602- 1.
- HORČIC, V. 2012. *Úhlové kmity při cyklickém zatěžování asynchronního motoru s poruchou rotorového vinutí*. In 20th Annual Conference Proceeding's Technical Computing Bratislava [CD-ROM]. Praha : Humusoft, 2012. s.1-9. ISBN: 978-80-970519-4- 5.

## Seznam použitých pramenů

- ADDABBO, T. a kol. 2012. *A Multi-Probe Setup for the Measurement of Angular Vibration in a Rotating Shaft*. Brescia Italy . IEEE Sensors Application Symposium February 7-9 2012 [online]. 2012 [cit. 2012-08-11]. Dostupný z: <<http://2012.sensorapps.org/sites/default/files/uploads/1569524667.pdf>>
- BAKER, B. C. 1999. AN699 Anti-Aliasing, *Analog Filters for Data Acquisition Systems*. Microchip Technology Inc. [online]. 1999 [cit. 2012-08-11]. Dostupný z: <<http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00699b.pdf>>
- BENEŠ, P. a kol. 2000. Automatizace a automatizační technika III. Prostředky automatizační techniky. 1. vyd. Praha: Computer Press, 2000. 254s. ISBN 80-7226-248-3
- BERNÁT, P. 2006 *Negativní vlivy měničů frekvence na asynchronní motor*. Doktorská disertační práce. VŠB-TU Ostrava Autoreferát. [online]. 2006 [cit. 2012-08-11]. Dostupný z: <[http://homen.vsb.cz/~ber30/texty/diagnostika/Disertacni\\_prace\\_autoreferat.pdf](http://homen.vsb.cz/~ber30/texty/diagnostika/Disertacni_prace_autoreferat.pdf)>
- BISHOP, T. 2003. *Squirrel Cage Rotor Testing*. [online]. 2003 [cit. 2012-08-11]. Dostupný z: <[http://www.pumpingmachinery.com/pump\\_magazine/pump\\_articles/article\\_29/rotortesting.pdf](http://www.pumpingmachinery.com/pump_magazine/pump_articles/article_29/rotortesting.pdf)>
- BOLDEA, I., Nasar, S. A. 2001. *The Induction Machines Handbook*. Boca Raton, Florida: CRC Press LLC. ISBN 0-8493-0004-5.
- DELTATRONIC TECHNOLOGY. 2012 *Rotor Quality Analyzer*. [online] 2012 [cit. 2012-08-11]. Dostupné z: <<http://www.deltatronic.com>>
- DOSTÁL, T., AXMAN, J. 2004. *Elektrické filtry*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, 156 stran. ISBN 80-214-1993-8.
- DAMPNEY. 2012. *Dampney Protective coatings. Thurmolux 260 TIC Air Dry Series VOC Compliant Self Priming Temperature Indicating Coatings. Data sheet*. [online] 2012 [cit. 2012-08-11]. Dostupné z: <<http://www.dampney.com>>
- DURST MOTOR. 2012 *Growler AG-237L* [online]. 2012 [cit. 2012-08-11]. Dostupné z: <[www.durst.com.au](http://www.durst.com.au)>
- FOLDYNA, J. 2006 *Diagnostika asynchronního motoru při simulovaných poruchách rotorového vinutí – přerušena tyč*. Část projektu MSM 6198910007 „Výzkum spolehlivosti energetických soustav v souvislosti s ekologií netradičních zdrojů a oceněním nedodané energie“. Ostrava: VŠB- Technická univerzita Ostrava.
- GEEN, J. KRAUKAUER, D. 2003: *New iMEMS® Angular-Rate-Sensing Gyroscope*. Analog Devices [online]. 2003 [cit. 2012-08-11]. Dostupné z <<http://www.analog.com/library/analogdialogue/archives/37-03/gyro.html>>
- GIANCARLO, C., ANTONELLA, T., ANTONELLO, C. 2009. *An introduction to optoelectronic sensors. Series in Optics and Photonics – Vol 7*. Singapore. World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd, ISBN-13 978-981-283-412-6

- GLENN, H., BATE, B. 1988. *Application Notes: Vibration Diagnostics for Industrial Electric Motor Drives*. Bruel&Kjaer, Naerum, Denmark. [online].1988 [cit. 2012-08-11]. Dostupný z: <<http://www.bksv.com/doc/BO0269.pdf>>
- HÁZE, J. 2011. *Převodníky sigma-delta*. [online]. 2011 [cit. 2012-08-11]. Dostupné z: <[http://www.umel.feec.vutbr.cz/MTVP/prednasky/Sigma\\_delta.pdf](http://www.umel.feec.vutbr.cz/MTVP/prednasky/Sigma_delta.pdf)>
- HEIDENHAIN. 2011. General catalog. [online]. 2011 [cit. 2012-08-11] Dostupný z: <[http://www.heidenhain.cz/cs\\_CZ/dokumentace-informace/dokumentace/prospekty/](http://www.heidenhain.cz/cs_CZ/dokumentace-informace/dokumentace/prospekty/)>
- HUDECEK, M. 2011. *Zvyšování spolehlivosti asynchronních elektromotorů včetně poháněných strojů (Technická diagnostika)*. 1. vyd. Albrechtice: Vydavatelství a nakladatelství Hudeczek Service, 2011. 299 s. ISBN 978-80-905032-0-5
- CHMELÍK, K., FOLDYNA J., MIŠÁK, S. 2007. *Magnetické pole v okolí asynchronního stroje, jeho zjišťování a využití*. Plzeň: Západočeská univerzita Plzeň, Fakulta elektrotechnická, s. 200-208, ISBN 978-80-7043-557-1 [online]. 2007 [cit. 2012-08-11]. Dostupné z: <<http://ketrsv.fel.zcu.cz/diagnostika/konference/Sbornik/Sekce2/27.pdf>>
- JAVŮREK, J. 2003. *Regulace moderních elektrických pohonů*. 1. vyd. Praha: Grada Publishing, a.s., 2003. 264 s. ISBN 80-247-0507-9
- KREIDL, M., ŠMÍD, R. 2006. *Technická diagnostika*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2006. 408 s. ISBN 80-7300-158-6
- LEXSECO. 2000. *Rotor testing*. [online]. 2000 [cit. 2012-08-11]. Dostupné z: <<http://www.lexseco.com/files/rotorarticle.pdf>>
- LEM. 2010. *Current Transducer HX 03..50-P, Datasheet*. [online] 2010 [cit. 2012-08-11]. Dostupné z: <[http://www.lem.com/docs/products/hx%203\\_50-p\\_e%20v14.pdf](http://www.lem.com/docs/products/hx%203_50-p_e%20v14.pdf)>
- LEM. 2011. *Technologies*. [online]. 2011 [cit. 2012-08-11]. Dostupné z: <<http://www.lem.com/hq/en/content/view/25/101/>>
- MATĚJOVSKÁ, P. 2010. *Výroba*. [online] 2010 [cit. 2012-08-11]. Dostupné z: <[http://ilex.kin.tul.cz/~petra.matejovska/multiedu/EKR/ERP9\\_Vyroba.ppt](http://ilex.kin.tul.cz/~petra.matejovska/multiedu/EKR/ERP9_Vyroba.ppt)>.
- MARTINDALE 2012. Martindale Growlers. [online]. 2012 2010 [cit. 2012-08-11]. Dostupné z <<http://www.martindaleco.com/HTML/ElectricalTestEquipment/Growlers.htm>>
- MEEKER, D. 2010. *Finite Element Method. Magnetics. Version 4.2 User's Manual* [online]. 2010 [cit. 2012-08-11]. Dostupné z: www <<http://www.femm.info/Archives/doc/manual42.pdf>>
- MEGGER. 2012. *DLRO 10 and DLRO 10x Digital Microohmmeter*. [online]. 2012 [cit. 2012-08-11]. Dostupné z: <[http://www.unitronics-electric.com/pdf/OCHOQUE/DLRO10\\_DLRO10X\\_DS\\_en\\_V10.pdf](http://www.unitronics-electric.com/pdf/OCHOQUE/DLRO10_DLRO10X_DS_en_V10.pdf)>
- MUNOZ, A. R., LIPO, T. A. 1999. *Complex vector model of the squirrel-cage induction machine including instantaneous rotor bar currents*. IEEE transaction on industry applications, Vol. 35, No. 6, 1999, str. 1332-1340. ISSN 0197-2618
- NOSKIEVIČ, P. 1996. *Simulace systémů*. 2. vyd. Ostrava: VŠB- Technická univerzita Ostrava., 1996. 214 s. ISBN 80-7078-112-2



- PETROV, G. N. 1980. *Elektrické stroje 1 Úvod – transformátory*. 1. vyd. Praha: Academia, 1980. 388 s.
- PETROV, G. N. 1982. *Elektrické stroje 2 Asynchronní stroje – synchronní stroje*. 1. vyd. Praha: Academia, 1982. 732 s.
- PAVLÍČEK, J. 2005. *Elektrické pohony*. [online] 2005 [cit. 2012-08-11]. Dostupný z: <<http://educon.zcu.cz/view.php?cislomodu=2006041406>>
- RM PRÜFTECHNIK. 2011. *Rotor tester RT1/RT1A*. [online] 2011 [cit. 2012-08-11]. Dostupný z: <<http://www.rm-prueftechnik.de/produkte/rotorpruefung>>
- SIEMENS. 2001. Siemens Drehimpulsgeber 1XP8001-1, 1XP8001-2 Montageanleitung. [online] 2001 [cit. 2010-07-23]. Dostupné z: <<https://support.automation.siemens.com/>>
- SIEMENS, 2006. *Niederspannungs Motoren IEC Käfigläufermotoren Katalog D81.1*. Erlangen: Siemens AG Automation and Drives, 2006. 640s.
- SOKANSKÝ, K. 2011 *Diagnostika vybraných poruch asynchronních motorů pomocí proudových spekter*. [online] 2011 [cit. 2012-08-11]. Dostupný z: <<http://www.cmms.cz/elektromotory.html>>
- SPROOTEN, J. 2007 *Finite element and electrical circuit modeling of faulty induction machines*. Doctoral Thesis. Bruxelles: L'Université libre de Bruxelles. 2007.
- TOLIYAT, H. A., LIPO, T. A. 1995. *Transient Analysis of Cage Induction Machines Under Stator, Rotor Bar and End Ring Faults*, IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 10, No. 2, June 1995, Str. 241-247. ISSN 0885-8969
- TŮMA, J. 1997. *Zpracování signálů z mechanických systémů užitím FFT*. 1. vyd. Praha: Sdělovací technika. 174 str. ISBN 80-901936-1-7
- TŮMA, J. 2009. *Diagnostika strojů*. 1. vyd. Ostrava: VŠB-TU OSTRAVA, 138 str. ISBN 978-80-248-2116-0
- TŮMA, J. 2012. *Měření úhlových kmitů za rotace pro diagnostiku rotačních strojů*. In Diago 2012 Rožnov p. R. ISSN 1210 – 311X
- VOJÁČEK, A. 2006 *Fluxgate senzory pro měření mag. polí - 1. část Princip* [online]. 2006 [cit. 2012-08-11]. Dostupný z: <<http://automatizace.hw.cz/clanek/2006080601>>
- VOJÁČEK, A. 2011. *Integrované AMR senzory magnetického pole* [online]. 2011 [cit. 2012-08-11]. Dostupný z: <<http://automatizace.hw.cz/integrované-amr-senzory-magnetického-pole>>
- VOJÁČEK, A. 2011. *GMR senzory mag. pole - 1. díl - princip a struktura* [online]. 2011 [cit. 2012-08-11]. Dostupný z: <<http://automatizace.hw.cz/gmr-senzory-mag-pole-1-dil-princip-a-struktura>>
- VRBA, R., Hubálek, J., Adámek, M. 2004. *Mikrosenzory a mikromechanické systémy* [online]. 2004 [cit. 2012-08-11]. Dostupný z: <<http://www.umel.feec.vutbr.cz/bmms/scripta.pdf>>

## Příloha 1 Přehled parametrů simulačního modelu

Parametry pro asynchronní motor s kotvou nakrátko použité v modelu

f	50	napájecí frekvence sítě [Hz]
n	1440	Jmenovité otáčky [ot/min]
P	2	počet pólových dvojic stroje [ - ]
Rs	2,3	odpor statorového svazku [ $\Omega$ ]
Ls	0,05	indukčnost statorového vinutí [H]
Ns	322	počet závitů statorového vinutí [ - ]
Rb	$71,5 \cdot 10^{-5}$	odpor rotorové tyče [ $\Omega$ ]
Rbb	2Rb	odpor poškozené rotorové tyče [ $\Omega$ ]
Lb	$10^{-7}$	indukčnost rotorové tyče [H]
Nr	28	počet rotorových tyčí [ - ]
Re	$2,5 \cdot 10^{-6}$	odpor segmentu rotorového kruhu [ $\Omega$ ]
Le	$4,9 \cdot 10^{-9}$	indukčnost segmentu rotorového kruhu [H]
r	$116 \cdot 10^{-3}$	poloměr statorového svazku [m]
g	$2,5 \cdot 10^{-4}$	vzduchová mezera mezi rotorem a statorem [m]
l	$139,5 \cdot 10^{-3}$	délka aktivní části rotorového svazku [m]
J	0,03	moment setrvačnosti [ $kg \cdot m^2$ ]
Us	325	amplituda napájecího napětí [V]
$m_2$	14	počet fází rotorového vinutí [ - ] viz se určí ze vztahu (P1.1). Proměnná $a$ je celé číslo. Je to největší společný dělitel počtu rotorových tyčí a počtu pólůpárů.

$$m_2 = \frac{N_b}{a} \quad (P1.1)$$

kde celé číslo  $a$  je největší společný dělitel počtu tyčí a počtu pólůpárů.

## Příloha 2 Průvodce hlavními poruchami asynchronních motorů

Tab. 1. Průvodce hlavními poruchami asynchronních motorů, které se projeví ve frekvenčním spektru [GLENN 1988]

Příčina vibrací	Příčina vibrací (anglicky)	Projevuje se na frekvenci	Rovina	Poznámka
Nevyvážená hřídel	Unbalanced Rotor Shaft	1xRPM	radiální	Typ nevyváženosti podle fázových poměrů (viz tabulka 2)
Ohnutá hřídel nebo úhlová nesouosost	Bent Shaft or Angular Misalignment	1x; 2xRPM	axiální	Viz tabulka 2 pro další informace
Rovnoběžná nesouosost	Parallel Misalignment	1x; 2xRPM	radiální	Viz tabulka 2 pro další informace
Mechanické uvolnění	Mechanical Looseness	1x; 2x; 3x RPM atd. 0,5x; 1,5x RPM atd.	radiální	Vysoký počet harmonických a meziharmonických charakterizuje ořezání
Poškozené valivá tělesa ložiska	Damaged Rolling Element Bearings	indukovaná rezonance ložiskového domku nebo kostry stroje, většinou 1 až 20 kHz		Rezonance jsou buzeny rázy při valení přes vadu. Vyskytují se také frekvence závad, které jsou obecně ztraceny v šumu
Nestabilita kluzného ložiska (víření, házení)	Oil Whirl and Whip in Sleeve Bearings	0,43-0,48x RPM	radiální	
Statická excentricita	Static Eccentricity	2 x síťová frekvence a frekvencemi $f \cdot \left[ \frac{(n \cdot N_r \pm k_e)(1-s)}{P} \pm k_1 \right]$	radiální	Může být důsledkem špatného vnitřního ustavení, opotřebení ložiska, nebo lokálního ohřevu statoru (Vibrace se zhoršují při ohřátí motoru)
Uvolnění uchycení statoru, nevyvážený odpor fází nebo cívek, zkratované statorové plechy a závity	Weakness/Looseness of Stator Support, Unbalanced Phase Resistance or Coil Sides, Shorted Stator Laminations/Turns	2 x síťová frekvence	radiální	Uvádí se jako „volné železo“ Je obtížné odlišit tuto skupinu jen na základě analýzy vibrací, ale budou přítomny při chodu bez zatížení i se zatížením.
Uvolněné statorové plechy	Loose Stator Laminations	2 x síťová frekvence a komponenty s odstupem 2 x síťová frekvence kolem 1 kHz	radiální	Může být vysoká amplituda, ale obvykle není destruktivní. Vysoké frekvenční složky mohou být podobné těm při statické excentricitě
Dynamická excentricita	Dynamic Eccentricity	1x RPM s postranními pásmy 2x skluz a složkami na $f \cdot \left[ \frac{(n \cdot N_r \pm k_e)(1-s)}{P} \pm k_1 \right]$	radiální	Může být důsledkem ohnutí rotoru, házivosti rotoru nebo v důsledku místního ohřevu rotoru (Vibrace se zhoršují při ohřátí motoru)
Prasklá rotorová tyč, uvolněná tyč rotoru, zkratované plechy rotoru, špatný spoj na koncovém kruhu	Broken or Cracked Rotor Bar, Loose Rotor Bar, Shorted Rotor Laminations, Poor End-Ring Joints	1x RPM s postranními pásmy 2 x skluz a komponenty podobné těm pro dynamickou excentricitu	radiální	Postranní pásma mohou mít nízkou úroveň, což vyžaduje velký dynamický rozsah a frekvenční rozlišení měřicího přístroje.

kde:

$f$	síťová frekvence
RPM	otáčková frekvence $f_r$
$N_r$	počet rotorových tyčí
$n$	libovolné celé číslo
$k_e$	řád excentricity, 0 pro statickou a malá celá pro dynamickou excentricitu
$s$	skluz
$P$	počet pólových dvojic
$k_1$	nula nebo jedna

Tab. 2. Změna fáze mezi dvěma konci hřídele při poruše motoru (Glenn 1988)

Příčina vibrací	Hlavní frekvence	Rovina	Změna fáze
Nevyváženost	1x RPM	radiální	statická: 0° momentová: 180° Rad. dynamická: 0 -> 180°
Ohnutá hřídel nebo úhlová nesouosost	1x; 2x RPM	axiální	180° axiálně 0° radiálně
Rovnoběžná nesouosost	1x; 2x RPM	radiální	180° axiálně 180° radiálně
Mechanické uvolnění	1x; 2x RPM	radiální	proměnné

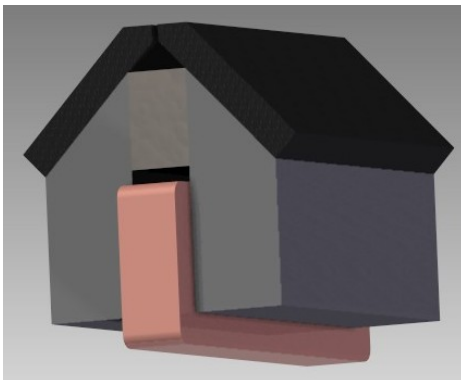
## Příloha 3 Postup při řešení problému metodou konečných prvků

Uvádím příklad, jak jsem pomocí metody konečných prvků řešil simulaci zařízení Deltatronic. Podobně jsem řešil celý motor a simulaci zařízení „growler“. Využil jsem legálně dostupný software:

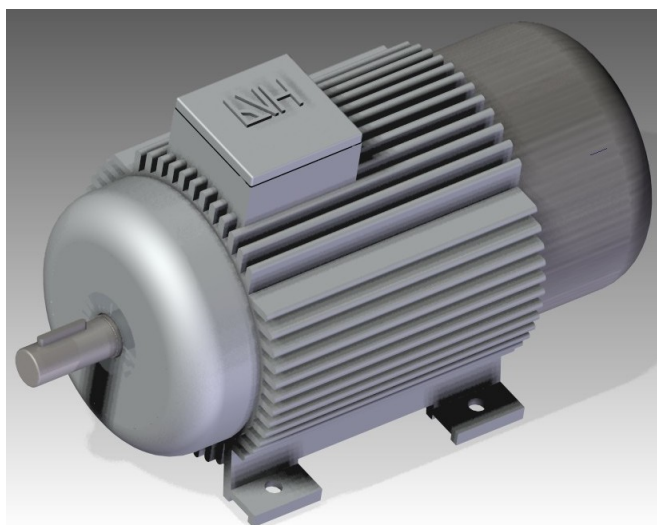
- aplikace Solid Edge ST4, akademická licence (<http://www.plm.automation.siemens.com>)
- aplikace A9CAD verze 2.2.1 (dříve na [www.a9tech.com](http://www.a9tech.com))
- aplikace FEMM 4.2 ([www.femm.info](http://www.femm.info))

Řešení jsem prováděl postupně v několika krocích:

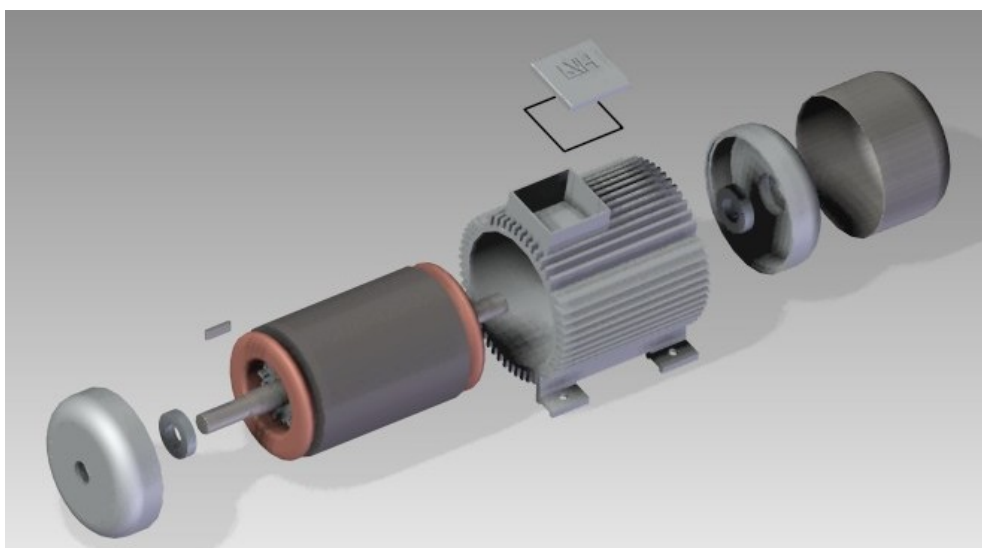
- a) Seznámil jsem se s činností zařízení Deltatronic v provozu a odhadl jsem jeho rozměry
- b) Sestavil jsem si 3D model tohoto zařízení v aplikaci Solid Edge ST4 (obr. P3.1)
- c) Sestavil jsem si 3D model asynchronního motoru, rozměry rotorového a statorového plechu jsem vzal z odpadního plechu a rozměry motoru z katalogu (obr. P3.2 – P3.3)
- d) K 3D modelu zařízení Deltatronic jsem připojil model rotoru a vytvořil novou sestavu zařízení Deltatronic s rotorem (obr. P3.4)
- e) Vytvořil jsem výkres a v něm průřez. Tento výkres jsem vyexportoval do formátu dxf. (obr. P3.5)
- f) Tento soubor jsem otevřel aplikaci A9CAD a odstranil jsem z výkresu nepotřebný pohled a duplicitní hrany. Uložil jsem výkres jako novou verzi opět ve formátu dxf.
- g) V aplikaci FEMM jsem vytvořil nový soubor. Zvolil jsem řešení magnetického problému „Magnetics problem“. Do nově vzniklého souboru se importoval výkres ve formátu dxf. Z výkresu jsem odstranil ty části, které nechci vyšetřovat.
- h) Pro jednotlivé části sestavy určím hraniční podmínky, zvolím materiály ze kterých jsou jednotlivé části vyrobené, určím počet závitů měřicí cívky a proudy procházející touto cívkou. Určím rychlost otáčení rotoru nad zařízením Deltatronic. Určím hustotu sítě pro jednotlivé části. (obr. P3.6 a)
- i) Spustím síťování (obr. P3.6 b). Spustím řešič, po ukončení výpočtu zobrazím řešení (obr. P3.6 c). Ve výsledném řešení určím místa, kde mě zajímá intenzita magnetického pole. Zkoumaný průběh intenzity vyexportuji do textového souboru ve formátu csv.
- j) Otočím rotorem a provedu analýzu znovu (obr. P3.7).
- k) Získané textové soubory importuji do aplikace MS Excel, kde provedu FFT analýzu.



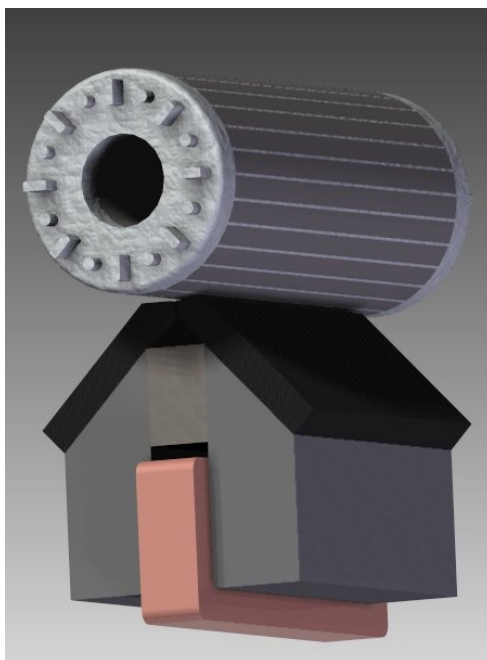
Obr. P3.1 Model zařízení Deltatronic (aplikace Solid Edge ST4)



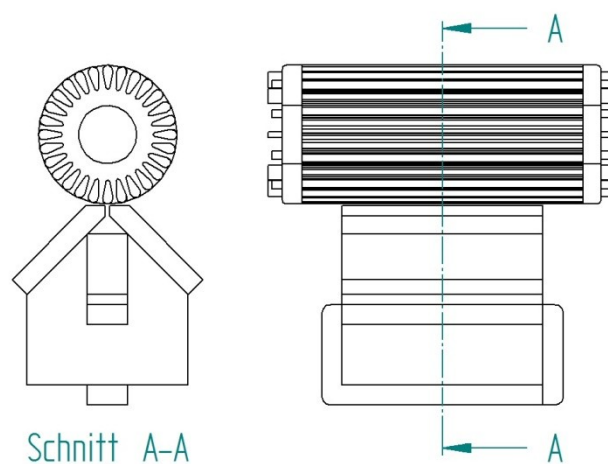
Obr. P3.2 Model asynchronního motoru (aplikace Solid Edge ST4)



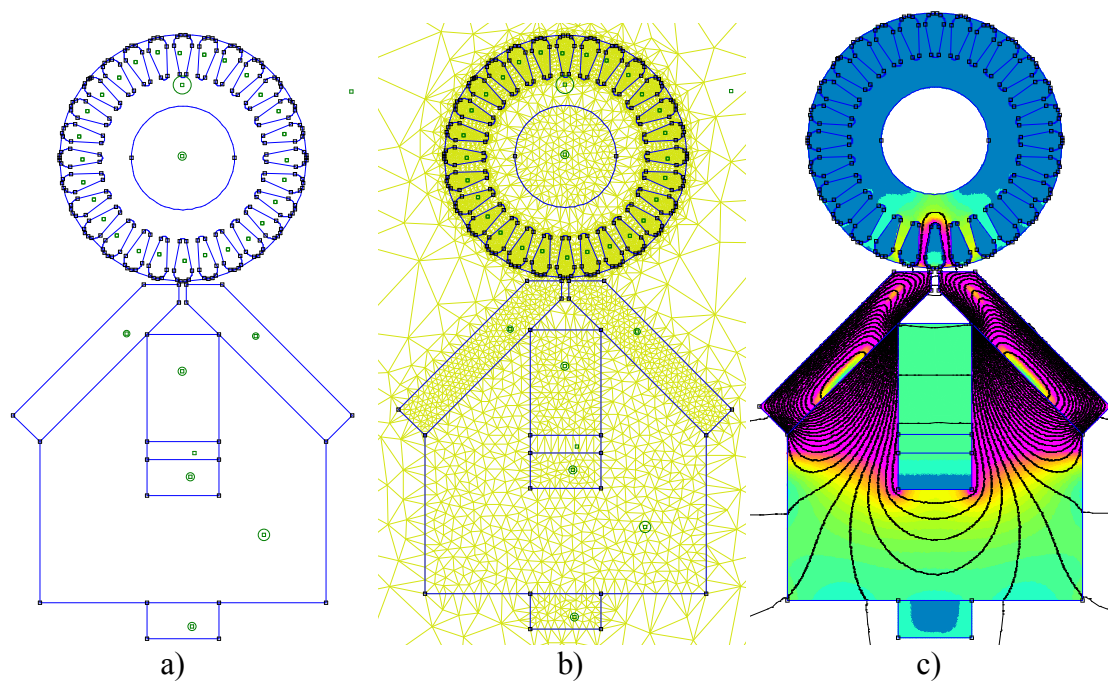
Obr. P3.3 Rozpad modelu asynchronního motoru (aplikace Solid Edge ST4)



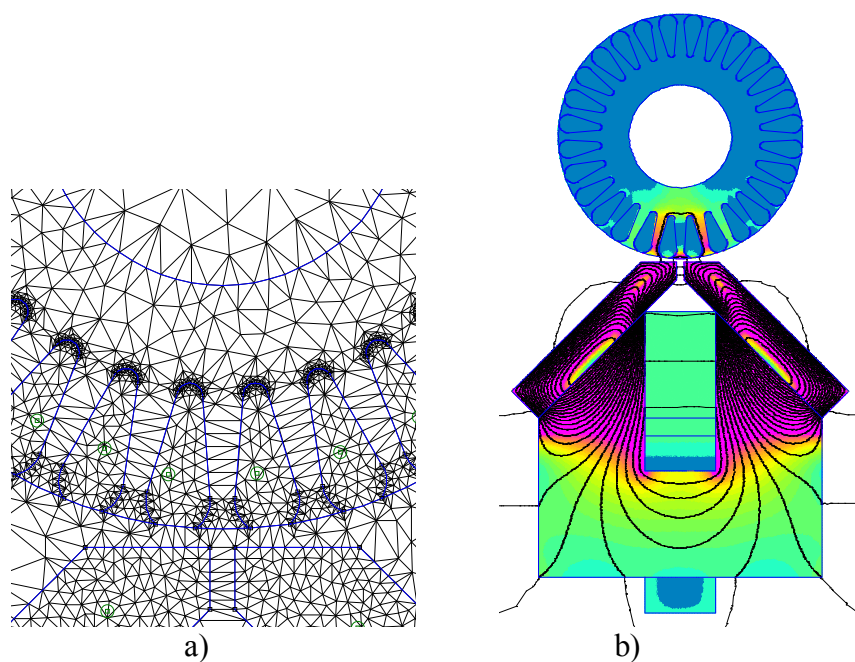
Obr. P3.4 Model zařízení Deltatronic s rotorem (aplikace Solid Edge ST4)



Obr. P3.5 Výkres Deltatronic s rotorem a průřezem (aplikace Solid Edge ST4)



Obr. P3.6 Řešení problému aplikací FEMM a) přiřazení vlastností  
 b) síťování c) výstup z řešiče



Obr. P3.7 Řešení problému aplikací FEMM otočený rotor o  $\frac{1}{2}$  drážky  
 a) síťování b) výstup z řešiče